М. В. МАКСИМОВ
Г. И. ГОРГОНОВ

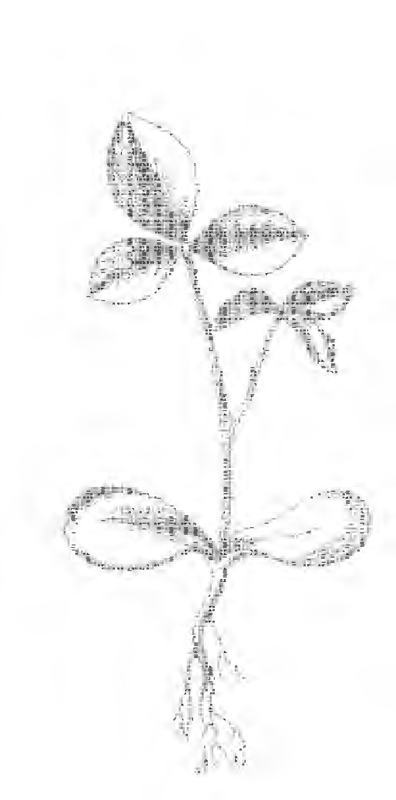
# РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ САМОНАВЕДЕНИЯ



СИСТЕМЫ САМОНАВЕДЕНИЯ
М. В. МАКСИМОВ
Г. И. ГОРГОНОВ

М. В. МАКСИМОВ, Г. И. ГОРГОНОВ

# РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ САМОНАВЕДЕНИЯ



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1982

ББК 32.95
М15
УДК 629.7.058.53

**Максимов М. В., Горгонов Г. И.**

М15 Радиоэлектронные системы самонаведения. — М.: Радио и связь, 1982. — 304 с., ил.

В пер.: 1 р. 50 к.

В книге излагаются принципы построения и основы теории радиоэлектронных систем самонаведения. Значительное внимание в ней уделяется синтезу этих систем на основе современной теории оптимального управления, а также вопросам обнаружения целей и измерения параметров их движения относительно управляемых объектов радиолокационными, оптико-электронными и комплексными радиоэлектронными устройствами с аналоговой и цифровой обработкой сигналов. Книга содержит, помимо того, материалы по устойчивости и точности систем самонаведения.

Книга рассчитана на радиоинженеров, связанных с проектированием и эксплуатацией систем радиоуправления. Она будет полезна студентам радиотехнических вузов и инженерам, занимающимся нерадиотехническими устройствами таких систем.

Рис. 130, табл. 1, библ. 134 назв.

$М\frac{2404000000-020}{046(01)-82}$ 20—82

**ББК 32.95**
**6Ф2.4**

РЕЦЕНЗЕНТЫ: д-р техн. наук, проф. В. К. БАКЛИЦКИЙ, д-р техн. наук, проф. Л. С. ГУТКИН

**Редакция литературы по кибернетике и вычислительной технике**

Матвей Васильевич Максимов
Геннадий Иванович Горгонов

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ САМОНАВЕДЕНИЯ

Редактор Ю. И. Суханов
Обл. художника В. В. Волкова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор К. Г. Игумнова
Корректор Т. С. Власкина

**ИБ № 82**

Сдано в набор 8.09.81 Подписано в печать 21.01.82
Т-03834 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 19,0 Усл. кр.-отт. 19,0 Уч.-изд. л. 21,78 Тираж 7700 экз.
Изд. № 19577 Зак. № 119 Цена 1 р. 50 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

## *Введение*

Под системой самонаведения понимают совокупность устройств, обеспечивающую наведение управляемого объекта (УО) на цель по поступающим от нее сигналам. Если обнаружение цели, ее селекция на окружающем фоне и измерения параметров относительного движения цели и УО осуществляются радиоэлектронными, т. е. радиотехническими либо оптико-электронными устройствами, то получающаяся при этом система самонаведения называется радиоэлектронной.

Данная книга, подготовленная в интересах радиоспециалистов, содержит основные сведения по принципам построения, основным характеристикам, математическим моделям, а также методам анализа и синтеза систем самонаведения в целом и их составных частей с учетом достижений современных теорий оптимального управления и оптимальной фильтрации. Кроме того, значительное место отводится эвристическим и оптимальным алгоритмам траекторного управления, т. е. управления движением центра масс самонаводящегося объекта.

Книга разделяется на 8 глав. В гл. 1 рассмотрены принципы построения, классификация и обобщенные структурные схемы радиоэлектронных систем самонаведения. Наряду с этим в ней приводятся обобщенные схемы контуров самонаведения и математические модели их звеньев, основные сведения о методах анализа контуров самонаведения и необходимые для синтеза положения современной теории оптимального управления с обсуждением того, что дает эта теория радиоспециалистам. Гл. 2 посвящена алгоритмам работы систем самонаведения, т. е. получению математических соотношений, связывающих сигналы траекторного управления с измеренными значениями фазовых координат самонаводящего объекта. В этой главе, помимо широко известных эвристических алгоритмов работы систем самонаведения, большое внимание уделяется получению оптимальных алгоритмов траекторного управления. Гл. 3 содержит общие сведения о радиоэлектронных устройствах систем самонаведения. Здесь дается общая характеристика когерентных и некогерентных радиолокационных сигналов, а также сигналов оптического диапазона электромагнитных волн, приводятся структурные схемы радиолокационных и оптико-электронных устройств и освещается вопрос об оптимальном комплексировании радиотехнических и нерадиотехнических измерителей в системах самонаведения.

В гл. 4—6 рассматриваются радиоэлектронные обнаружители и измерители параметров относительного движения управляемого

объекта и цели. Значительное внимание при этом уделяется комплексному использованию различных по принципам действия источников информации. При изложении материала об обнаружителях (гл. 4) обсуждаются лишь специфические вопросы функционирования, анализа и синтеза этих устройств в составе аппаратуры систем самонаведения.

Гл. 5 посвящена радиоэлектронным измерителям дальности до цели, а также скорости и ускорения сближения управляемого объекта с нею. В этой главе кратко излагаются основные положения теории оптимального измерения дальности и ее производных по времени, даны материалы по аналоговым и цифровым дискриминаторам и фильтрам, комплексированию радиотехнических и нерадиотехнических измерителей при аналоговой и цифровой обработке сигналов. В гл. 6 рассматриваются вопросы построения и функционирования аналоговых и цифровых измерителей угловых координат цели и их производных по времени. Здесь также представлены комплексные оптимальные и реальные измерители, даны их схемы и намечены пути уменьшения ошибок измерения.

Гл. 7 завершает рассмотрение основных устройств, используемых в радиоэлектронных системах самонаведения. Она содержит необходимые для радиоспециалистов сведения об управляющих устройствах самолетов и ракет. Эти устройства, именуемые часто системами автоматического управления (САУ) самолетов и системами управления ракет (СУР), связаны с радиоэлектронными измерителями и вычислителями систем самонаведения. Кроме того, гл. 7 содержит материалы по динамическим структурным схемам контуров самонаведения, позволяющим определить место радиоэлектронных измерителей и вычислителей в системах самонаведения.

Гл. 8 посвящена анализу устойчивости и точности радиоэлектронных систем самонаведения. При этом значительное место отводится анализу влияния кинематического звена и параметров радиолокационных измерителей на протекание процессов самонаведения. Из четырех групп ошибок, свойственных системам самонаведения и детально обсуждаемых в [93] применительно к системам управления ракетами, здесь рассматриваются только динамические и флюктуационные ошибки.

Встречающиеся в книге термины и их обозначения из механики полета летательных аппаратов в атмосфере соответствуют ГОСТ 20058—74.

Книга написана в результате систематизации материалов, имеющихся в открытой отечественной и зарубежной литературе, перечень которой приведен в конце книги. Вместе с тем в ней освещается ряд теоретических вопросов, ответы на которые получены в результате самостоятельной работы авторов.

Чтобы при ограниченном объеме книги излагаемый материал был более конкретным и содержательным, в качестве управляемых объектов (УО) приняты аэродинамические летательные аппараты (ЛА) — самолеты и ракеты. Получающиеся при этом системы са-

монаведения оказываются одними из наиболее сложных. Изучив их, сравнительно легко можно освоить и системы, обеспечивающие самонаведение объектов иного вида. Следует подчеркнуть, что самонаведению самолетов уделялось до сих пор сравнительно малое внимание.

Основные теоретические положения иллюстрируются в книге большим количеством примеров. Все примеры, касающиеся конкретных технических решений и количественных характеристик, заимствованы из открытых публикаций или являются гипотетическими и служат лишь для того, чтобы приобрести навыки использования теории для решения прикладных задач.

Математический аппарат, используемый в книге, а также необходимый для ее понимания объем сведений по радиоэлектронике не выходит за пределы программ радиотехнических вузов.

Авторы выражают глубокую благодарность рецензентам — профессору, доктору технических наук Л. С. Гуткину и профессору, доктору технических наук В. К. Баклицкому за полезные советы, способствовавшие улучшению книги при подготовке ее к изданию.

Труд авторов распределился следующим образом: гл. 4—6 написал Г. И. Горгонов, введение, гл. 1—3, 7, 8 — М. В. Максимов.

Отзывы и замечания по содержанию книги можно направлять по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь».

# ГЛАВА ПЕРВАЯ

## *Принципы построения, схемы и методы исследования радиоэлектронных систем самонаведения*

### 1.1. Принципы построения и классификация радиоэлектронных систем самонаведения

Система самонаведения обеспечивает требуемое движение управляемого (самонаводящего) объекта (УО) по сигналам, поступающим на УО от цели. Целями при самонаведении являются самолеты-заправщики, самолеты противника, его танки, корабли и т. п. Самонаводящимися могут быть самолеты, ракеты и другие объекты.

Сигналы, поступающие от цели на УО, используются при формировании управляющих воздействий. Для радиоэлектронных систем самонаведения сигналы получаются за счет отражения или излучения целью электромагнитной энергии.

При наличии на цели источника электромагнитной энергии основной принцип построения системы самонаведения сводится к созданию и размещению на УО информационно-вычислительной подсистемы, которая должна принимать и обрабатывать излучаемые целью сигналы с тем, чтобы получать в конечном итоге необходимые управляющие воздействия. Информационно-вычислительная подсистема содержит информационные устройства (обнаружители и измерители), а также электронную вычислительную машину. Когда возникает потребность использовать отраженные целью сигналы, на УО дополнительно должен устанавливаться передатчик, облучающий цель. Вместе с тем, такой передатчик может располагаться и вне УО. С информационно-вычислительной подсистемой связаны управляющие (исполнительные) устройства, которые перемещают органы управления УО.

В зависимости от диапазона частот используемых электромагнитных сигналов радиоэлектронные системы подразделяются на радиотехнические и оптико-электронные. На практике радиотехнические системы самонаведения чаще именуют радиолокационными. Поэтому в последующем будет употребляться последнее название таких систем. Характерным для зарубежных оптико-электронных систем является наличие в них телевизионных (ТВ), лазерных или тепловых информационных устройств. Возможны также комп-

лексные и комбинированные информационные устройства. Так, в зарубежной литературе часто упоминаются радиоинерциальные и радиолокационно-тепловые системы самонаведения. В радиоинерциальной системе необходимая информация получается от радиолокационного и инерциального измерителей, функционирующих совместно и образующих комплексный измеритель с коррекцией инерциального измерителя или с взаимной коррекцией. Радиолокационно-тепловая система самонаведения использует на одних этапах своей работы радиолокационные сигналы, а на других этапах — тепловые лучи. Иногда возможна совместная работа радиолокационных и тепловых измерителей [66].

В зависимости от места расположения первичного источника электромагнитной энергии различают активные, полуактивные, пассивные и комбинированные радиоэлектронные системы самонаведения. Отличительная особенность активной системы состоит в том, что источник электромагнитной энергии для облучения цели (станция подсвета цели — СПЦ) и приемник отраженных от цели сигналов размещаются на УО. В системах полуактивного самонаведения СПЦ располагается вне УО (например, на земле, корабле или самолете). Если источник электромагнитной энергии находится на цели, то получается пассивная система самонаведения.

Известны активные и полуактивные зарубежные радиолокационные и лазерные системы. В пассивных радиоэлектронных системах информационными устройствами могут быть радиолокационные, телевизионные и тепловые. Активным системам свойственна информационная автономность, а возможность функционирования пассивной системы определяется работой источника излучения цели.

Среди комбинированных систем самонаведения чаще всего упоминаются полуактивно-пассивные и активно-пассивные системы. Для самонаведения используется тот сигнал цели, который в данной ситуации обеспечивает наилучшее функционирование системы (бóльшую дальность действия, точность, помехоустойчивость и т. д.) [66].

Управление объектом при самонаведении может быть автоматическим, неавтоматическим (ручным) и полуавтоматическим, называемым также директорным. При автоматическом управлении формирование необходимых управляющих сигналов и реализация их исполнительными устройствами осуществляются без участия человека. Если управление неавтоматическое или полуавтоматическое, то перемещение органов управления УО обеспечивает человек. При неавтоматическом управлении, например, самолетом это он делает, имея информацию лишь о необходимых изменениях курса и высоты либо пространственного положения продольной оси управляемого объекта, а также о его параметрах движения. Однако сведения о том, на какие величины нужно отклонить соответствующие органы управления, отсутствуют, в силу чего летчик при неавтоматическом управлении должен выполнять дополнительно функции своеобразного вычислителя. В полуавтоматических системах управ-

ляющие сигналы, формируемые без участия человека, определяют как направление, так и величину, на которую требуется отклонить каждый из органов управления.

## 1.2. Обобщенные структурные схемы радиоэлектронных систем самонаведения

**1. Обобщенные структурные схемы радиоэлектронных систем самонаведения пилотируемых самолетов при ручном, полуавтоматическом и автоматическом управлении.** Основным содержанием этапа самонаведения является управление самолетом по курсу и высоте. Кроме того, осуществляется подготовка аппаратуры ракет к их пуску.

Обобщенная структурная схема системы самонаведения, в которую включен и самолет как объект управления, представлена для режимов ручного и директорного управления на рис. 1.1. На вход информационно-вычислительной подсистемы поступают от цели

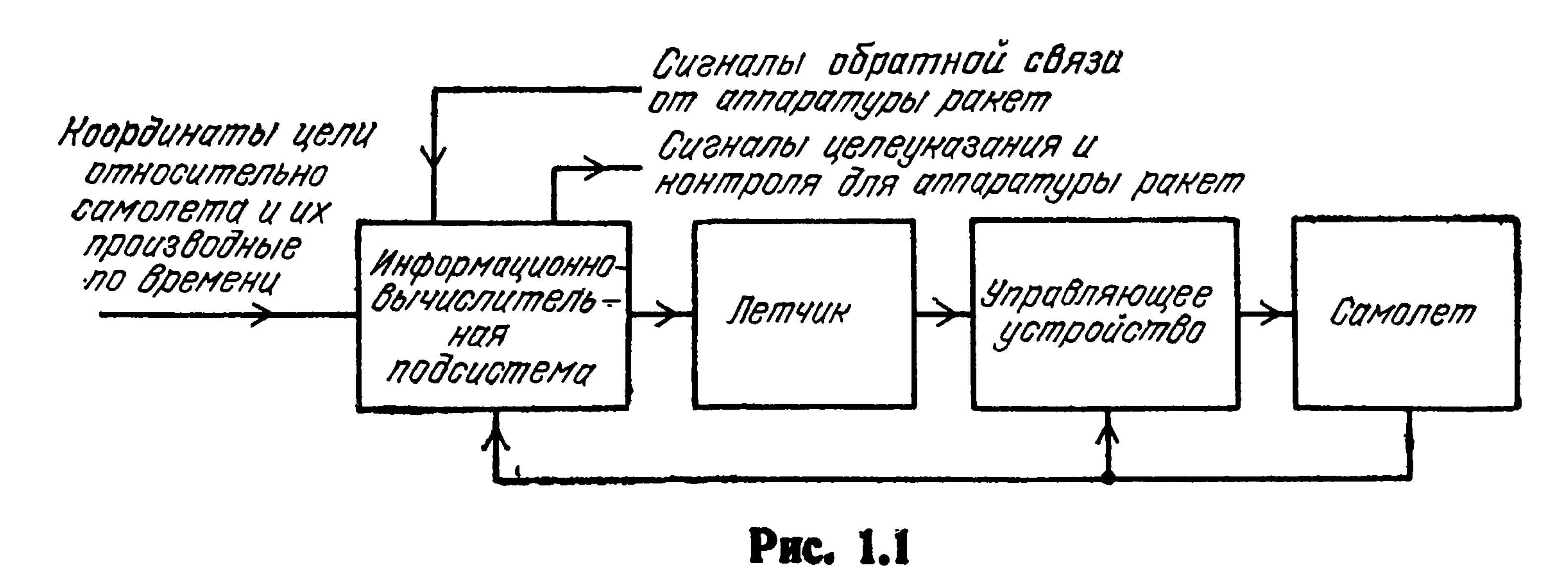



**Рис. 1.1**

сигналы, параметры которых характеризуют ее координаты относительно самолета и их производные во времени. По существу эти координаты и их производные определяют движение линии визирования, т. е. линии, соединяющей самолет с целью. Координаты относительного движения самолета и цели и их производные по времени могут измеряться радиолокационными, оптико-электронными, либо комплексными измерительными устройствами. Помимо измерителей, реагирующих на параметры движения линии визирования, в состав информационно-вычислительной подсистемы входят датчики информации о движении самолета (высотомеры, измерители воздушной скорости, углов скольжения, атаки, тангажа, крена и т. д.). Эти датчики связаны с самолетом. Движение самолета оказывает также влияние и на функционирование радиолокационных и оптико-электронных устройств. Так, от угловых колебаний самолета зависит пространственное положение антенны радиолокационной станции (РЛС).

Выходные сигналы всех измерителей информационно-вычислительной подсистемы подаются в ее бортовую вычислительную машину (БВМ) [14], которая на рис. 1.1 специально не выделена и которая при ручном и директорном управлении формирует инди-

цируемые для летчика ошибки наведения самолета (параметры рассогласования) по курсу и тангажу, называемые также сигналами траекторного управления и параметрами управления. По отметкам индикатора летчик с помощью управляющего устройства воздействует на органы управления самолета так, чтобы ошибки наведения уменьшались. Кроме ошибок наведения информационно-вычислительной подсистемой отображается пространственное положение самолета, углы пеленга цели, дальность до нее и ряд других данных, необходимых для ориентировки летчика, применения им оружия и т. п. Когда дальность до цели становится минимально допустимой с точки зрения опасности столкновения, вычислительное устройство вырабатывает соответствующие предупреждающие сигналы [14, 39].

Вычислительное устройство имеет цепи обратной связи с измерителями параметров движения линии визирования. По этим цепям от вычислительного устройства передаются сигналы на изменение режимов работы измерителей при изменениях внешних условий (например, отключается автодальномер РЛС от радиоприемника при действии на нее эффективных радиопомех) и включение соответствующих средств помехозащиты.

Управляющее устройство обеспечивает передачу перемещений ручки управления и педалей на органы управления самолета для изменения траектории его движения. Помимо того, управляющим устройством осуществляются стабилизация и необходимое изменение углового положения самолета в пространстве, а также улучшаются устойчивость и управляемость самолета. Совокупность элементов управляющего устройства, которая обеспечивает автоматическую стабилизацию и целенаправленное изменение углового положения самолета, называют автопилотом [48].

Если входными воздействиями самолета как объекта управления являются перемещения его рулевых органов (например, элеронов и рулей высоты и направления), то за выходные параметры часто принимаются нормальное, боковое и тангенциальное ускорения, которые являются составляющими вектора полного ускорения на оси $OY_a$, $OZ_a$ и $OX_a$ скоростной системы координат $OX_aY_aZ_a$. В ряде случаев роль таких параметров играют углы наклона вектора воздушной скорости в плоскостях курса и тангажа.

По цепям обратных связей самолет — управляющее устройство и самолет — информационно-вычислительная подсистема поступает информация об углах тангажа, рыскания, крена, атаки, скольжения, скоростях изменения этих углов во времени, составляющих вектора полного ускорения самолета, высоте его полета и т. д. Эта информация используется летчиком для его ориентировки о пространственном положении самолета и траекторного управления им. В управляющем устройстве отмеченная информация служит для автоматического управления угловым положением осей самолета в пространстве [48].

Сигналы директорного управления часто формируются не в информационно-вычислительной подсистеме, а в управляющем уст-

ройстве, куда с информационно-вычислительной подсистемы подаются сигналы ручного управления. В таких условиях обобщенная структурная схема полуавтоматической системы самонаведения принимает вид, показанный на рис. 1.2. Здесь управляющее устройство, именуемое часто системой автоматического управления

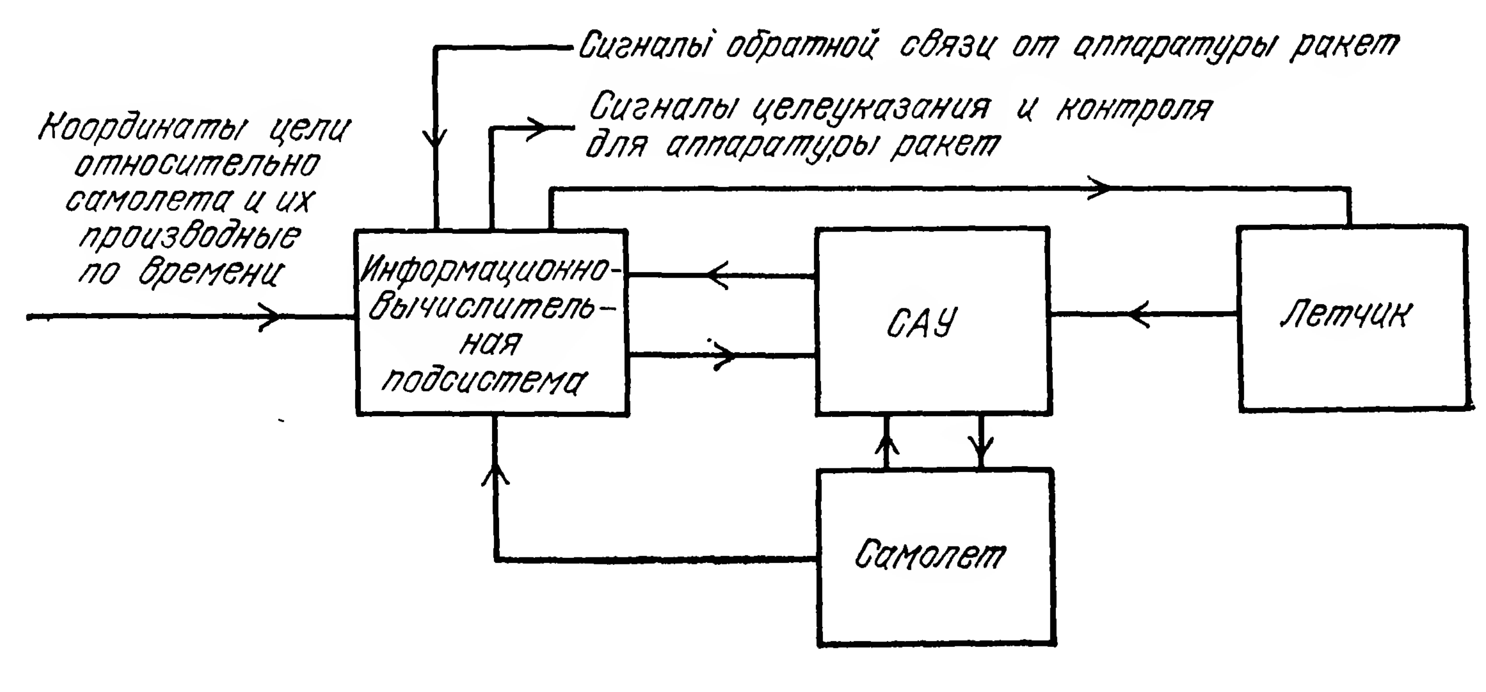



**Рис. 1.2**

(САУ), содержит вычислитель, необходимые измерители параметров движения самолета и силовые устройства, обеспечивающие перемещение его органов управления. Обычно САУ реализует изменение траектории самолета (траекторное управление) и выполняет функции автопилота, который обеспечивает стабилизацию положения строительных осей самолета и демпфирование его колебаний вокруг центра масс. На практике принципиальной разницы между САУ и автопилотом нет, поскольку последний с момента его появления решает задачи не только углового, но и траекторного управления самолетом (например, стабилизации высоты полета). Точнее было бы говорить, что современные САУ являются дальнейшим развитием существующих автопилотов. В то же время автопилоты можно рассматривать как первое поколение САУ.

Сигналы для траекторного управления с САУ подаются на индикатор информационно-вычислительной подсистемы и используются летчиком для воздействия на самолет через САУ. Стабилизация и управление положением осей самолета в пространстве осуществляются САУ автоматически.

Если система самонаведения самолета автоматическая, то летчик из процесса управления исключается и выходные сигналы информационно-вычислительной подсистемы подаются в САУ, воздействующую на самолет. При этом летчик, наблюдая за индикатором информационно-вычислительной подсистемы, контролирует качество работы системы самонаведения [48].

Для подготовки аппаратуры ракет к их пуску на нее с информационно-вычислительной подсистемы подаются сигналы целеуказания и контроля (рис. 1.1 и 1.2). С помощью сигналов целеуказания обеспечивается либо беспоисковый захват цели головкой самонаведения (ГСН) на автосопровождение или сектор поиска делается небольшим, благодаря чему требуется малое время для пере-

хода ГСН из режима поиска в режим слежения. По сигналам контроля проверяется работоспособность аппаратуры ракет. С аппаратуры ракет в информационно-вычислительную подсистему поступают сигналы обратной связи. Они информируют об исполнении сигналов целеуказания и контроля [66].

Чтобы улучшить условия работы информационно-вычислительной подсистемы самолета, на нее могут подаваться сигналы целеуказания с наземных пунктов управления. Этими сигналами, не показанными на рис. 1.1 и 1.2, определяется, например, зона поиска РЛС по дальности и угловым координатам.

**2. Обобщенные структурные схемы радиоэлектронных систем самонаведения ракет.** Системы наведения ракет являются автоматическими и характеризуются чаще всего структурной схемой, представленной на рис. 1.3,*а*. Координаты относительного перемещения

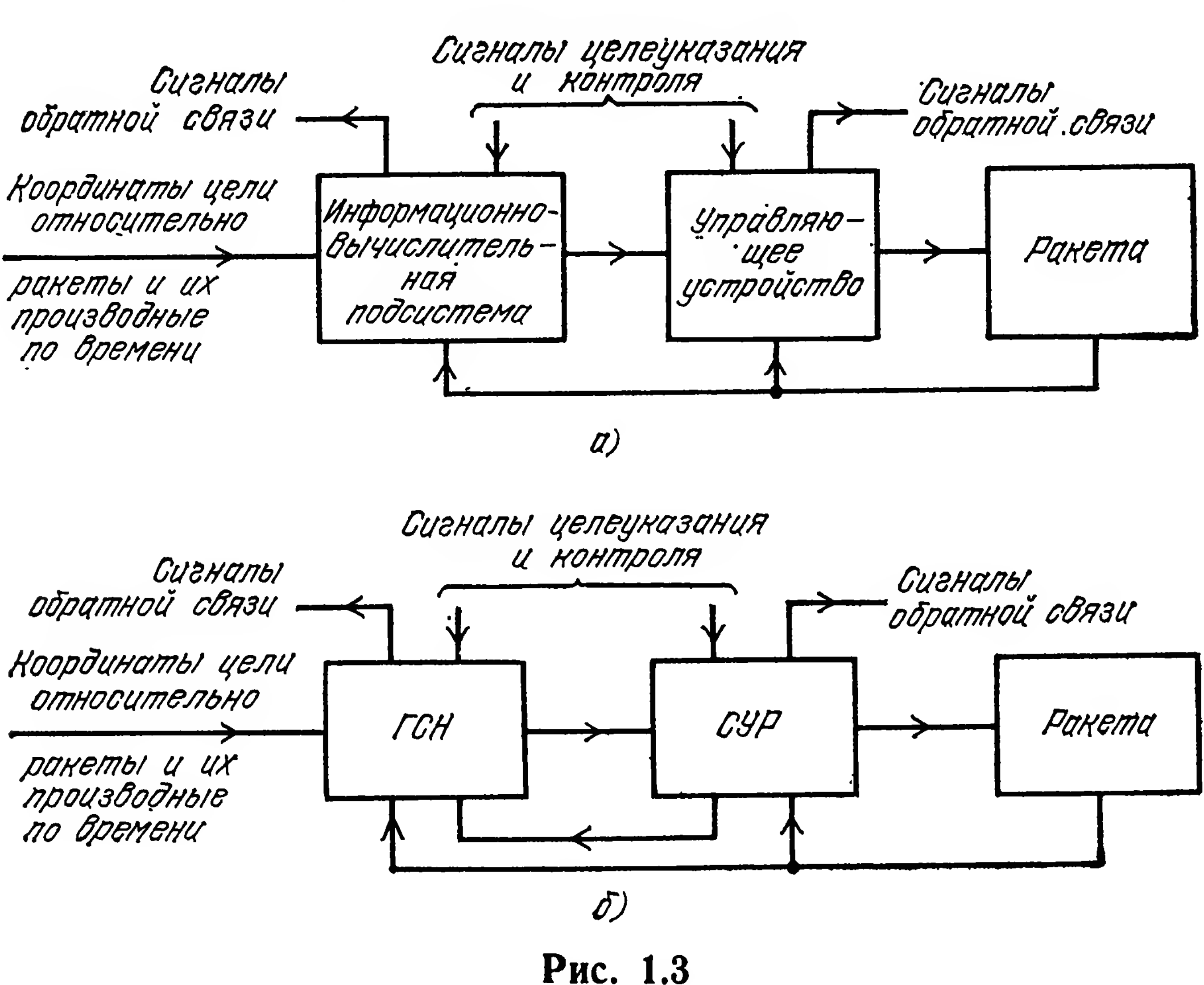



**Рис. 1.3**

ракеты и цели, а также их производные по времени являются теми входными воздействиями, которые измеряются радиолокационными или оптико-электронными устройствами, входящими в состав информационно-вычислительной подсистемы. Такие устройства в системах самонаведения ракет часто называются головками самонаведения (ГСН). При этом в зависимости от диапазона используемых электромагнитных волн за рубежом различают радиолокационные, телевизионные, тепловые и лазерные головки самонаведения, обозначаемые сокращенно РГС, ТВГС, ТГС, ЛГС.

Помимо ГСН, в состав информационно-вычислительной подсистемы входят датчики информации о параметрах собственного движения ракеты. В общем случае эти датчики выполняют те же функции, что и в системе самонаведения пилотируемого самолета. Вычислительное устройство информационно-вычислительной подси-

стемы формирует сигналы, которые используются управляющим устройством для изменения траектории ракеты. В реальных условиях датчики информации о параметрах собственного движения ракеты и вычислительное устройство могут объединяться с управляющим устройством, образуя так называемую систему управления ракетой (СУР).

Цепи связи ракета — управляющее устройство и ракета — информационно-вычислительная подсистема выполняют те же функции, что и в системах самонаведения самолетов. Когда ГСН и СУР реализуются в виде отдельных конструктивных блоков, обобщенная структурная схема системы самонаведения ракет принимает вид, изображенный на рис. 1.3,*б*. Показанная здесь цепь связи СУР с ГСН обеспечивает комплексирование измерителей ГСН с измерителями параметров собственного движения ракеты.

О роли сигналов целеуказания, контроля и обратной связи с аппаратурой самолета (или наземного ракетного комплекса) уже говорилось при обсуждении обобщенных структурных схем систем самонаведения самолетов.

## 1.3. Схемы и математические модели контуров самонаведения

**1. Схемы контуров самонаведения.** Под контуром самонаведения понимают совокупность динамических звеньев, объединяющую кинематическое звено и собственно систему самонаведения, которая в общем случае содержит информационно-вычислительную подсистему, управляющее устройство, оператора (например, летчика) и динамику управляемого объекта (УО). Кинематическое звено — это математическая модель, которая отображает связи параметров относительного движения цели и УО с параметрами собственных перемещений этих объектов в пространстве, т. е. оно характеризует параметры движения линии визирования. Из сказанного следует, что структурным схемам на рис. 1.1—1.3 соответствуют схемы контуров самонаведения, показанные на рис. 1.4,*а*—*в*; при этом связи между аппаратурой самолета и ракет не учитываются.

Процессы, протекающие в контурах самонаведения, характеризуются системой дифференциальных уравнений. Их можно разделить на группы, каждая из которых определяет математическую модель управляемого объекта, кинематического звена, информационно-вычислительной подсистемы, управляющего устройства и летчика. Знание математических моделей системы самонаведения позволяет проводить анализ их устойчивости и точности, а также синтезировать информационно-вычислительные подсистемы и законы функционирования управляющих устройств.

**2. Математические модели самолетов и ракет как объектов управления.** Самолет и ракета как объекты управления в зависимости от решаемой задачи могут быть представлены различными ма-

тематическими моделями. На вид моделей влияют также аэродинамические формы объекта управления, определяемые типом фюзеляжа и крыльев, размещением крыльев относительно фюзеляжа и видов органов управления.

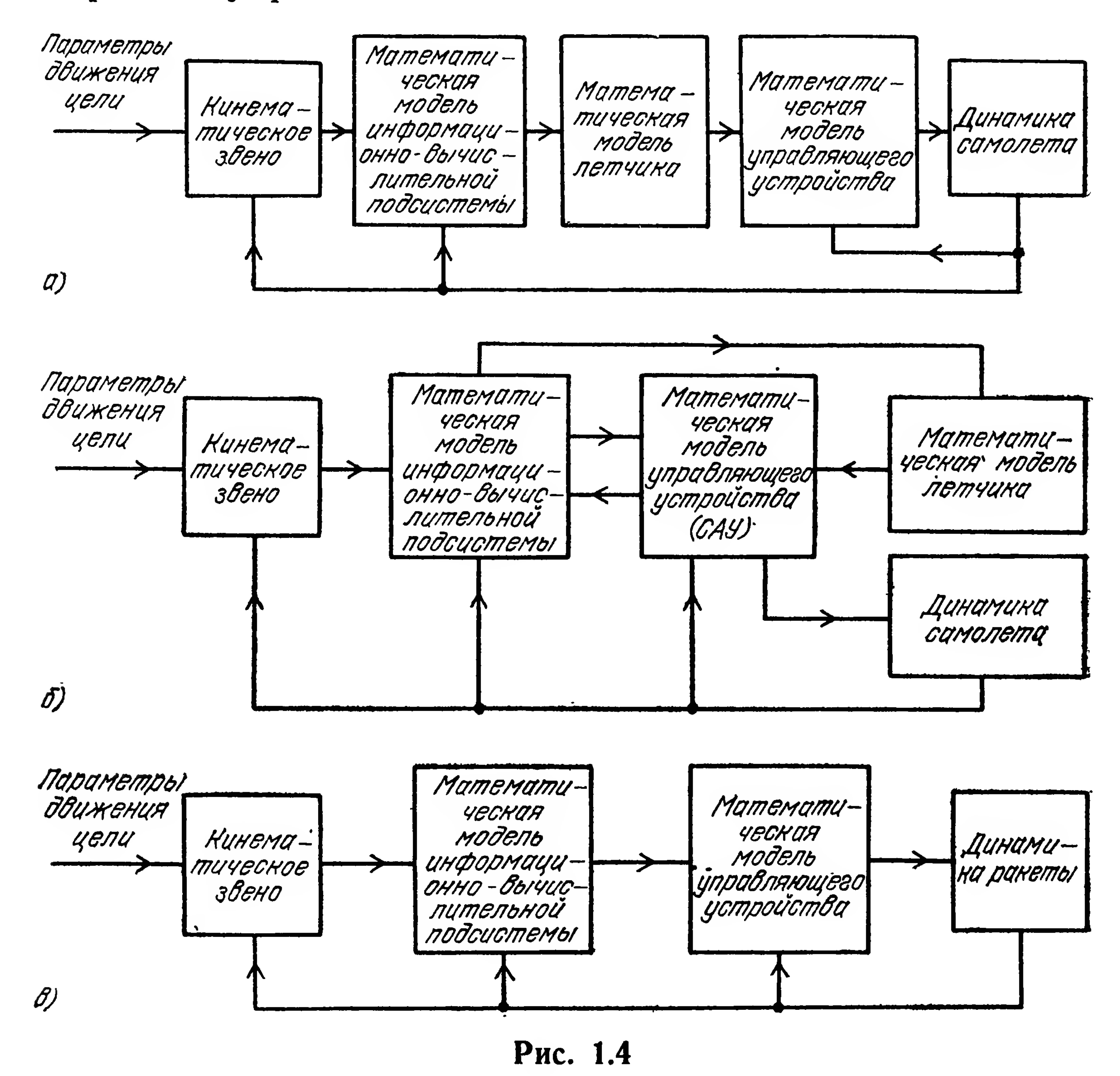



Рис. 1.4

В общем случае пространственное движение самолета и ракеты как объектов управления характеризуется достаточно сложной системой нелинейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами. Такая сложная система уравнений применяется для исследования контуров самонаведения при широком использовании больших вычислительных машин и для определения возможностей по реализации более простых моделей. Последнее связано с тем, что простые модели дают наглядное, хотя иногда и несколько грубое, представление о динамических свойствах УО, знание которых важно при аналитических исследованиях. В связи с этим и с учетом того, что обычно управление по курсу и тангажу (высоте) осуществляется по сигналам двух практически независимых каналов, пространственное движение УО подразделяют на продольное и боковое.

Продольное движение самолета и ракеты с плоскостной аэродинамической симметрией включает вращательное движение УО вокруг его поперечной оси $OZ$ и поступательное движение по направлениям продольной $OX$ и нормальной $OY$ осей (рис. 1.5,*а*).

Оси $OX$, $OY$ и $OZ$ образуют связанную систему координат $OXYZ$. Аналогично определяется продольное движение стабилизированной по крену ракеты с осевой аэродинамической симметрией. К боковому движению самолета и ракеты с плоскостной аэродинамической симметрией относят поступательное движение вдоль оси $OZ$ и вращательные движения вокруг осей $OX$ и $OY$. Для стабилизированной по крену осесимметричной ракеты боковое движение аналогично продольному, но осуществляется в плоскости, нормальной к плоскости продольного движения.

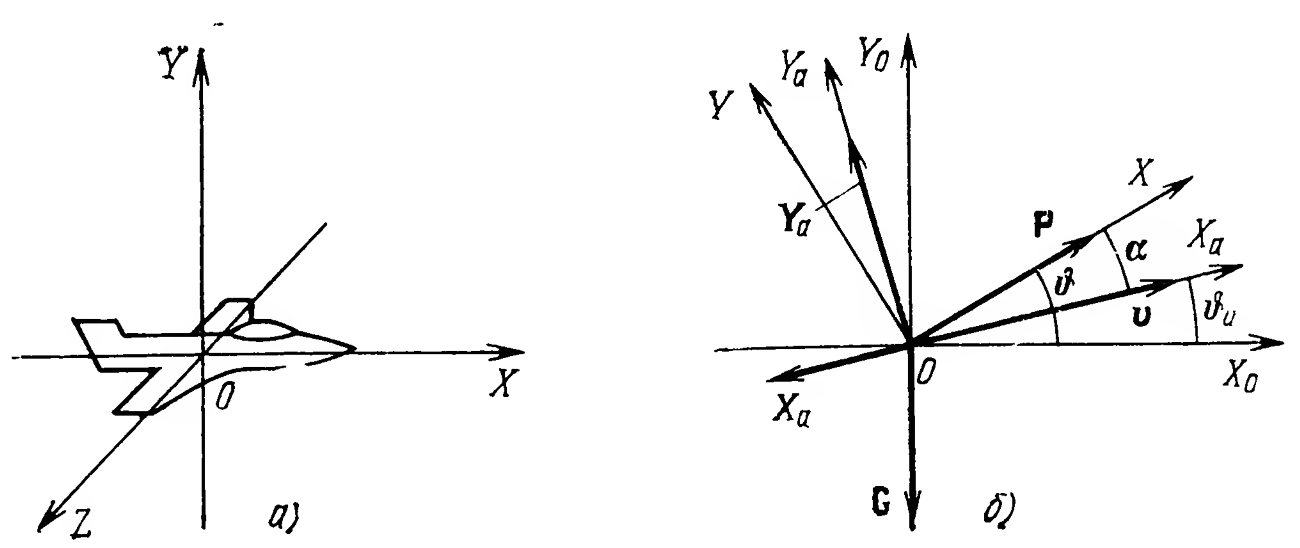



Рис. 1.5

Уравнения продольного движения получают, проектируя на оси $OX_a$ и $OY_a$ скоростной системы координат $OX_aY_aZ_a$ силы, действующие на УО, и учитывая уравнение моментов относительно оси $OZ$ связанной системы координат $OXYZ$ (рис. 1.5,*а*,*б*). Ось $OX_a$ совмещается с вектором воздушной скорости **v**, а ось $OY_a$ нормальна $OX_a$ и размещается в плоскости симметрии самолета (или ракеты). Углы $\alpha$, $\vartheta$ и $\vartheta_a$ на рис. 1.5,*б* характеризуют углы атаки, тангажа и скоростной угол тангажа (угол кабрирования) соответственно, а векторы $\mathbf{P}$, $\mathbf{G}=m\mathbf{g}$, $\mathbf{Y}_a$ и $\mathbf{X}_a$ определяют силу тяги двигателя, силу тяжести, аэродинамическую подъемную силу и силу лобового сопротивления. Осями $OX_0$ и $OY_0$ задается подвижная земная система координат $OX_0Y_0$ в вертикальной плоскости. В результате проектирования получим

$$m\dot{v} = P\cos\alpha - X_a - G\sin\vartheta_a, \tag{1.3.1}$$

$$mv\dot{\vartheta}_a = P\sin\alpha + Y_a - G\cos\vartheta_a, \tag{1.3.2}$$

$$I_z\dot{\omega}_z = M_z, \tag{1.3.3}$$

$$\vartheta = \vartheta_a + \alpha, \tag{1.3.4}$$

$$\omega_z = \dot{\vartheta}. \tag{1.3.5}$$

Здесь $\omega_z$ — угловая скорость вращения УО вокруг оси $OZ$; $I_z$ — момент инерции УО относительно оси $OZ$; $M_z$ — сумма моментов, под действием которых осуществляется поворот УО вокруг оси $OZ$.

При исследованиях процессов управления самолетами атмосферу считают стандартной [48]. Для нее давление и температура воздуха на уровне моря составляют 101,325 кПа и +15 К соот-

ветственно, удельная газовая постоянная воздуха равна 82,333 Дж (кг·К) и относительная влажность воздуха нулевая. В таких условиях

$$P=P(v,\ H,\ \delta_{\text{тд}}),\quad X_a=X_a(v,\ \alpha,\ H),\quad Y_a=Y_a(v,\ \alpha,\ H,\ \delta_{\text{рв}}),$$
$$M_z=M_z(\alpha,\ \omega_z,\ \dot{\alpha},\ v,\ H,\ \delta_{\text{рв}}),$$

где $\delta_{\text{тд}}$ — перемещение ручки управления тягой двигателя; $\delta_{\text{рв}}$ — отклонение руля высоты (или стабилизатора); $H$ — высота полета. При этом зависимость проекции $P$ на ось $OY_a$ от $\delta_{\text{тд}}$ оказывается слабой и, кроме того, можно пренебречь влиянием изменения $H$ на $P$, $X_a$, $Y_a$ и $M_z$. С учетом сказанного на основе (1.3.1)—(1.3.5) можно получить следующую систему линейных уравнений для продольного движения УО [48]:

$$\Delta\dot{v}+a_x^v\Delta v+a_x^\alpha\Delta\alpha+a_x^{\vartheta_a}\Delta\vartheta_a=a_x^{\delta_{\text{тд}}}\Delta\delta_{\text{тд}},\qquad(1.3.6)$$

$$\Delta\dot{\vartheta}_a+a_y^v\Delta v+a_y^\alpha\Delta\alpha+a_y^{\vartheta_a}\Delta\vartheta_a=a_y^{\delta_{\text{рв}}}\Delta\delta_{\text{рв}},\qquad(1.3.7)$$

$$\Delta\dot{\omega}_z+a_{mz}^v\Delta v+a_{mz}^\alpha\Delta\alpha+a_{mz}^{\dot{\alpha}}\Delta\dot{\alpha}+a_{mz}^{\omega_z}\Delta\omega_z=a_{mz}^{\delta_{\text{рв}}}\Delta\delta_{\text{рв}},\qquad(1.3.8)$$

$$\Delta\dot{\vartheta}=\Delta\omega_z,\qquad(1.3.9)$$

$$\Delta\vartheta=\Delta\vartheta_a+\Delta\alpha.\qquad(1.3.10)$$

В уравнениях (1.3.6) — (1.3.10) $\Delta v$, $\Delta\alpha$, $\Delta\vartheta_a$, $\Delta\vartheta$, $\Delta\omega_z$, $\Delta\delta_{\text{тд}}$ и $\Delta\delta_{\text{рв}}$ — отклонения $v$, $\alpha$, $\vartheta_a$, $\vartheta$, $\omega_z$, $\delta_{\text{тд}}$ и $\delta_{\text{рв}}$ от значений $v_0$, $\alpha_0$, $\vartheta_{a0}$, $\vartheta_0$, $\omega_{z0}$, $\delta_{\text{тд}0}$ и $\delta_{\text{рв}0}$, соответствующих невозмущенному движению УО;

$$a_x^v=\frac{1}{m}\left(\frac{\partial X_a}{\partial v}-\frac{\partial P}{\partial v}\cos\alpha\right)_0,\quad a_x^\alpha=\frac{1}{m}\left(\frac{\partial X_a}{\partial\alpha}+P\sin\alpha\right)_0,$$

$$a_x^{\vartheta_a}=g\cos\vartheta_{a0},\quad a_y^v=-\frac{1}{mv_0}\left(\frac{\partial Y_a}{\partial v}+\frac{\partial P}{\partial v}\sin\alpha\right)_0+\frac{\dot{\vartheta}_{a0}}{v_0},$$

$$a_y^\alpha=-\frac{1}{mv_0}\left(\frac{\partial Y_a}{\partial\alpha}+P\cos\alpha\right)_0,\quad a_y^{\vartheta_a}=-g\sin\vartheta_{a0},$$

$$a_y^{\delta_{\text{рв}}}=\frac{1}{mv_0}\left(\frac{\partial Y_a}{\partial\delta_{\text{рв}}}\right)_0,\quad a_{mz}^v=-\frac{1}{I_z}\left(\frac{\partial M_z}{\partial v}\right)_0,\quad a_{mz}^\alpha=-\frac{1}{I_z}\left(\frac{\partial M_z}{\partial\alpha}\right),$$

$$a_{mz}^{\dot{\alpha}}=-\frac{1}{I_z}\left(\frac{\partial M_z}{\partial\dot{\alpha}}\right),\quad a_{mz}^{\omega_z}=-\frac{1}{I_z}\left(\frac{\partial M_z}{\partial\omega_z}\right)_0,$$

$$a_{mz}^{\delta_{\text{рв}}}=\frac{1}{I_z}\left(\frac{\partial M_z}{\partial\delta_{\text{рв}}}\right)_0,\quad a_x^{\delta_{\text{тд}}}=\frac{1}{m}\left(\frac{\partial P}{\partial\delta_{\text{тд}}}\cos\alpha\right)_0,$$

индекс ноль означает вычисление частных производных при значениях $v=v_0$, $\alpha=\alpha_0$, $\vartheta_a=\vartheta_{a0}$, $\omega_z=\omega_{z0}$, $\delta_{\text{тд}}=\delta_{\text{тд}0}$, $\delta_{\text{рв}}=\delta_{\text{рв}0}$ и $\dot{\alpha}=\dot{\alpha}_0$.

Вид невозмущенного движения определяется характером решаемой задачи. За невозмущенное движение может приниматься прямолинейный и равномерный полет на неизменной высоте, полет с заданным углом наклона траектории, полет по заданной линии пути с изменяющейся по программе скоростью и т. д. При указанных здесь видах невозмущенного движения коэффициенты

уравнений (1.3.6)—(1.3.10) постоянны или изменяются с малой скоростью по сравнению с изменением $\Delta v$, $\Delta\alpha$, $\Delta\vartheta_a$, $\Delta\vartheta$, $\Delta\omega_z$, $\Delta\delta_{тд}$, $\Delta\delta_{рв}$ и получающаяся линейная модель УО характеризует его как стационарную или квазистанционарную динамическую систему соответственно.

Заменив $\Delta\alpha$ в уравнениях (1.3.6)—(1.3.8) на $\Delta\alpha=\Delta\vartheta-\Delta\vartheta_a$, вместо (1.3.6)—(1.3.10) будем иметь следующую систему:

$$\Delta\dot{v}+a_x^v\Delta v+\left(a_x^{\vartheta_a}-a_x^\alpha\right)\Delta\vartheta_a+a_x^\alpha\Delta\vartheta=a_x^{\delta_{тд}}\Delta\delta_{тд},$$

$$\Delta\dot{\vartheta}_a+a_y^v\Delta v+\left(a_y^{\vartheta_a}-a_y^\alpha\right)\Delta\vartheta_a+a_y^\alpha\Delta\vartheta=a_y^{\delta_{рв}}\Delta\delta_{рв},\qquad \Delta\dot{\vartheta}-\Delta\omega_z=0,$$

$$\Delta\dot{\omega}_z+\left(a_{mz}^v+a_{mz}^{\dot\alpha}a_y^v\right)\Delta v+\left[a_{mz}^{\dot\alpha}\left(a_y^{\vartheta_a}-a_y^\alpha\right)-a_{mz}^\alpha\right]\Delta\vartheta_a+$$
$$+\left(a_{mz}^\alpha+a_{mz}^{\dot\alpha}a_y^\alpha\right)\Delta\vartheta+\left(a_{mz}^{\omega_z}+a_{mz}^{\dot\alpha}\right)\Delta\omega_z=\left(a_{mz}^{\delta_{рв}}+a_{mz}^{\dot\alpha}a_y^{\delta_{рв}}\right)\Delta\delta_{рв}.$$

Для сокращения записей при исследованиях контуров самонаведения эту систему представляют векторным дифференциальным уравнением

$$\dot{\mathbf{x}}+\mathbf{A}\mathbf{x}=\mathbf{C}\mathbf{u}. \qquad (1.3.11)$$

Здесь: $\mathbf{x}$ — вектор-столбец, называемый вектором состояния УО; $\mathbf{x}^{т}=[\Delta v,\ \Delta\vartheta_a,\ \Delta\vartheta,\ \Delta\omega_z]$ — транспонированный вектор $\mathbf{x}$,

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} a_x^v & a_x^{\vartheta_a}-a_x^\alpha & a_x^\alpha & 0\\ a_y^v & a_y^{\vartheta_a}-a_y^\alpha & a_y^\alpha & 0\\ 0 & 0 & 0 & -1\\ a_{mz}^v+a_{mz}^{\dot\alpha}a_y^v & a_{mz}^{\dot\alpha}\left(a_y^{\vartheta_a}-a_y^\alpha\right)-a_{mz}^\alpha & a_{mz}^\alpha+a_{mz}^{\dot\alpha}a_y^\alpha & a_{mz}^{\omega_z}+a_{mz}^{\dot\alpha}\end{bmatrix} \qquad (1.3.12)$$

— матрица размера 4×4;

$\mathbf{u}=\begin{bmatrix}\Delta\delta_{тд}\\ \Delta\delta_{рв}\end{bmatrix}$ — вектор управления, характеризующий перемещения органа управления тягой двигателя и руля высоты (или стабилизатора);

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} a_x^{\delta_{тд}} & 0\\ 0 & a_y^{\delta_{рв}}\\ 0 & 0\\ 0 & a_{mz}^{\delta_{рв}}+a_{mz}^{\dot\alpha}a_y^{\delta_{рв}}\end{bmatrix} \qquad (1.3.13)$$

— матрица размера 4×2.

При решении ряда конкретных задач можно считать, что суммарный внешний момент

$$M_z=M_\alpha+M_{\omega z}+M_\delta,$$

где $M_\alpha$, $M_{\omega z}$ и $M_\delta$ — статический, демпфирующий и активный вращающие моменты, пропорциональные $\alpha$, $\dot\vartheta=\omega_z$ и $\delta_{рв}$ соответст-

венно; угол атаки $\alpha$ не превышает 10...20°, поэтому $\sin\alpha\approx\alpha$; сила тяжести мало влияет на условия полета УО и подъемная сила пропорциональна $\alpha$.

При этом выполняются условия $a^v{}_x\approx 0$, $a^\alpha{}_x\approx 0$, $a_x{}^{\theta_a}\approx 0$, $a^v{}_y\approx 0$, $a^v{}_{mz}\approx 0$, $a_y{}^{\dot\theta_a}\approx 0$, $a^{\dot\alpha}{}_{mz}\approx 0$, $a_y{}^{\delta_{\text{рв}}}\approx 0$ и на основе (1.3.6) — (1.3.10) при замене $\Delta\dot v$, $\Delta\dot\vartheta_a$, $\Delta\ddot\alpha$, $\Delta\dot\alpha$, $\Delta\alpha$ на $\dot v$, $\dot\vartheta_a$, $\ddot\alpha$, $\dot\alpha$, $\alpha$ получается следующая линейная математическая модель движения УО [48]:

$$\dot v = j_\text{т} = a_x^{\delta_\text{тд}}\,\delta_\text{тд}, \quad \dot\vartheta_a = \alpha/T_v, \tag{1.3.14) (1.3.15}$$

$$\ddot\alpha + 2\,d\,\omega_0\,\dot\alpha + \omega_0^2\,\alpha = a_\delta\,\delta_\text{рв}. \tag{1.3.16}$$

Здесь $j_\text{т}$—тангенциальное ускорение УО; $T_v = mv_0/(P + c^\alpha{}_y S\rho v^2/2)$ — аэродинамическая постоянная времени; $d$ — относительный коэффициент затухания угла атаки, $\omega_0$ — собственная частота колебаний угла атаки; $a_\delta = a_{mz}{}^{\delta_\text{рв}}$ — коэффициент, характеризующий эффективность руля высоты; $\rho v^2/2$ — скоростной напор; $S$ — площадь крыла; $c^\alpha{}_y$ — производная коэффициента подъемной силы по углу атаки.

Уравнение (1.3.14) представляет закон изменения воздушной скорости УО, а уравнения (1.3.15) и (1.3.16) определяют процесс изменения вектора скорости $\mathbf{v}$ по направлению и угловые колебания УО соответственно.

Вместо (1.3.14)—(1.3.16) можно использовать векторное уравнение (1.3.11), полагая, что

$$\mathbf{x}^\text{т} = [v,\ \vartheta_a,\ \alpha,\ \dot\alpha],$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -T_v^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \omega_0^2 & 2\,d\,\omega_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} a_x^{\delta_\text{тд}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & a_\delta \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \delta_\text{тд} \\ \delta_\text{рв} \end{bmatrix}.$$

Учитывая, что нормальное ускорение УО

$$j_\text{н} = v\,\dot\vartheta_a, \tag{1.3.17}$$

а $v$ и $T_v$ изменяются медленно в сравнении с $\alpha$ и $\vartheta_a$, вместо (1.3.15) и (1.3.16) получаем

$$\ddot j_\text{н} + 2d\,\omega_0\,\dot j_\text{н} + \omega_0^2\,j_\text{н} = \frac{a_\delta\,v}{T_v}\,\delta_\text{рв}. \tag{1.3.18}$$

Линейное дифференциальное уравнение (1.3.18) определяет нормальное ускорение $j_\text{н}$ УО и вместе с уравнением (1.3.14) пред-

ставляет собой еще одну форму линейной математической модели УО при рассмотрении его продольного движения и соблюдении условий получения системы уравнений (1.3.14)—(1.3.16).

Для описания бокового движения стабилизированных по крену УО с осевой аэродинамической симметрией можно использовать приведенные выше уравнения продольного движения (кроме первого в каждой из систем уравнений) с заменой в них углов атаки, тангажа и кабрирования на углы скольжения, рыскания и поворота вектора воздушной скорости, угловых скоростей $\Delta\omega_z$ и $\omega_z$ соответствующими значениями угловых скоростей вращения УО вокруг оси $OY$ и отклонения руля высоты отклонением руля направления.

Уравнения бокового движения самолета и ракет с плоскостной аэродинамической симметрией, получаемые обычно проектированием действующих сил и моментов на оси связанной системы координат $OXYZ$ в рамках стандартной атмосферы, имеют вид [48]

$$m(\dot{v}_z+\dot{\gamma} v_y-\dot{\psi} v_x)=Z(\beta)+G\cos\vartheta_a \sin\gamma, \qquad (1.3.19)$$

$$I_x\ddot{\gamma}+(I_z-I_y)\dot{\psi}\dot{\vartheta}=M_x(\dot{\gamma}, \dot{\psi}, \beta, \delta_{н}, \delta_{э}), \qquad (1.3.20)$$

$$I_y\ddot{\psi}+(I_x-I_z)\dot{\gamma}\dot{\vartheta}=M_y(\dot{\gamma}, \dot{\psi}, \beta, \delta_{н}, \delta_{э}). \qquad (1.3.21)$$

Здесь $\gamma$, $\beta$ и $\psi$ — углы крена, скольжения и рыскания; $I_x$ и $I_y$ — моменты инерции УО относительно осей $OX$ и $OY$; $\delta_{н}$ и $\delta_{э}$ — отклонения рулей направления и элеронов; $z(\beta)$ — боковая сила в связанной системе координат;

$$M_x(\dot{\gamma}, \dot{\psi}, \beta, \delta_{н}, \delta_{э}) \quad и \quad M_y(\dot{\gamma}, \dot{\psi}, \beta, \delta_{н}, \delta_{э})$$

— суммарные моменты, под действием которых происходит поворот УО относительно осей $OX$ и $OY$; $v_z$ и $v_y$ — составляющие скорости самолета по осям $OZ$ и $OY$ связанной системы координат $OXYZ$. При аналитических исследованиях уравнения (1.3.19)—(1.3.21) обычно линеаризируются относительно невозмущенного движения, в качестве которого принимается прямолинейный горизонтальный полет с постоянной скоростью ($\dot{\gamma}=\dot{\gamma}_0=0$, $\dot{\psi}=\dot{\psi}_0=0$, $\dot{\vartheta}=\dot{\vartheta}_0=0$, $\gamma=\gamma_0=0$, $v_x=v_{x0}=v_0$, $v_{y0}=v_{z0}=0$).

На практике управление курсом УО с плоскостной аэродинамической симметрией стремятся осуществлять методом координированного разворота, при котором с помощью элеронов изменяется угол крена, а руль направления используется для поддержания равным нулю угла скольжения при разворотах. При координированном развороте можно получить уравнения [66]

$$\dot{\psi}=-\frac{g}{v_0}\gamma, \qquad (1.3.22)$$

$$T_\gamma\ddot{\gamma}+\dot{\gamma}=k_\gamma\delta_{э}, \qquad (1.3.23)$$

характеризующие простейшую математическую модель бокового движения УО. Из (1.3.22) и (1.3.23), где $T_\gamma$ — аэродинамическая постоянная времени для канала крена, а $k_\gamma$ — коэффициент передачи УО по каналу крена, видно, что простейшая математическая

модель бокового движения УО эквивалентна последовательному соединению одного инерционного и двух интегрирующих динамических звеньев.

Если при исследованиях представляет интерес не угол рыскания $\psi$, называемый также путевым углом, а боковое ускорение $j_б$, то (1.3.22) видоизменяется в связи с известной зависимостью

$$j_б = v_0 \dot{\psi}. \tag{1.3.24}$$

Вместо (1.3.22) и (1.3.23) можно использовать матричное уравнение (1.3.11), полагая, что $\mathbf{x}^т = [\psi, y_1, y_2]$, $y_1 = \gamma$, $y_2 = \dot{y}_1 = \dot{\gamma}$,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & g/v_0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1/T_\gamma \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dfrac{k_\gamma}{T_\gamma} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \delta_э.$$

Все приведенные выше уравнения получены при предположении, что УО представляет собой абсолютно твердое тело и перемещается в спокойной атмосфере. Математические модели УО с учетом аэроупругих колебаний достаточно подробно рассмотрены в [48]. Там же с необходимой полнотой решается вопрос о статистических характеристиках турбулентности атмосферы и учете ветра в уравнениях моделей УО.

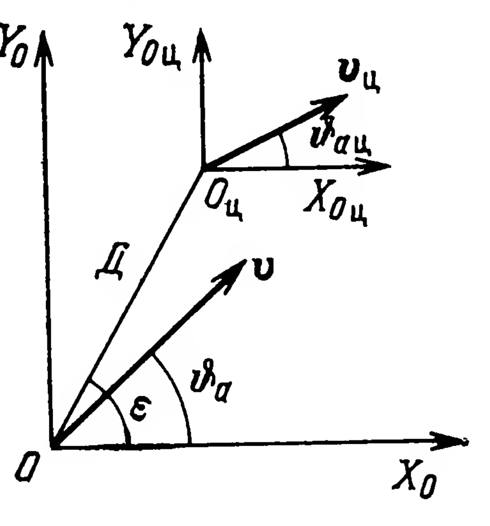


Рис. 1.6

**3. Математические модели кинематического звена.** Кинематическое звено принято характеризовать изменением во времени вектора дальности **Д** или, что более удобно в практических приложениях, двумя парами кинематических уравнений. Одна пара определяет относительное движение центров масс $O$ и $O_ц$ УО и цели в вертикальной плоскости, а другая пара — в горизонтальной плоскости. Взаимное перемещение точек $O$ и $O_ц$, движущихся в вертикальной плоскости $OX_0Y_0$ (рис. 1.6) со скоростями $\mathbf{v}$ и $\mathbf{v}_ц$, описывается следующей парой кинематических уравнений:

$$\dot{Д} = v_ц \cos(\varepsilon - \vartheta_{aц}) - v \cos(\varepsilon - \vartheta_a), \tag{1.3.25}$$

$$Д\,\omega_в = v \sin(\varepsilon - \vartheta_a) - v_ц \sin(\varepsilon - \vartheta_{aц}), \tag{1.3.26}$$

где $\omega_в = \dot{\varepsilon}$ — угловая скорость линии визирования в вертикальной плоскости.

Уравнение (1.3.25) определяет скорость сближения $v_{сб} = -\dot{Д}$ УО с целью, а уравнение (1.3.26) связывает угловую скорость $\omega_в = \dot{\varepsilon}$ линии визирования с параметрами движения УО и цели. Для горизонтальной плоскости кинематические уравнения получаются аналогично.

Кинематические уравнения являются нелинейными дифференциальными уравнениями. Это обусловливает одну из основных

трудностей исследования контуров самонаведения. При упрощенном анализе этих контуров производится линеаризация кинематических уравнений относительно опорной траектории движения УО, которая определяется приближенными динамическими или кинематическими методами [102]. Более простыми и наглядными получаются линейные кинематические уравнения в тех случаях, когда $\cos(\varepsilon-\vartheta_{a\text{ц}})\simeq 1$, $\cos(\varepsilon-\vartheta_a)\simeq 1$, $\sin(\varepsilon-\vartheta_{a\text{ц}})\simeq\varepsilon-\vartheta_{a\text{ц}}$ и $\sin(\varepsilon-\vartheta_a)\simeq\varepsilon-\vartheta_a$. При выполнении четырех последних равенств на основе (1.3.25) и (1.3.26) находим

$$Д\dot{\varepsilon}+\dot{Д}\varepsilon=v_{\text{ц}}\vartheta_{a\text{ц}}-v\vartheta_a. \tag{1.3.27}$$

Продифференцировав (1.3.27) по времени и учитывая, что $v_{\text{ц}}\dot{\vartheta}_{a\text{ц}}=j_{\text{нц}}$ и $v\dot{\vartheta}_a=j_{\text{н}}$, где $j_{\text{нц}}$ и $j_{\text{н}}$ — нормальные ускорения цели и УО в скоростной системе координат, которые в условиях проводимой линеаризации совпадают практически с соответствующими трансверсальными ускорениями, получим

$$Д\ddot{\varepsilon}+2\dot{Д}\dot{\varepsilon}+\ddot{Д}\varepsilon=j_{\text{нц}}-j_{\text{н}}+\dot{v}_{\text{ц}}\vartheta_{a\text{ц}}-\dot{v}\vartheta_a.$$

Если скорости $v_{\text{ц}}$ и $v$ постоянные, то будем иметь

$$Д\ddot{\varepsilon}-2v_{\text{сб}}\dot{\varepsilon}=j_{\text{нц}}-j_{\text{н}} \tag{1.3.28}$$

или с учетом принятого обозначения $\omega_{\text{в}}=\dot{\varepsilon}$

$$T_{\text{кз}}\dot{\omega}_{\text{в}}-\omega_{\text{в}}=k_{\text{кз}}(j_{\text{нц}}-j_{\text{н}}), \tag{1.3.29}$$

где $T_{\text{кз}}=Д/2v_{\text{сб}}$ и $k_{\text{кз}}=1/2v_{\text{сб}}$

— постоянная времени и коэффициент передачи кинематического звена.

Линейное кинематическое уравнение (1.3.27) с неизвестным углом $\varepsilon$ имеет переменные коэффициенты $Д$ и $\dot{Д}$, а в уравнении (1.3.29) переменной является $T_{\text{кз}}$.

**4. Математические модели информационно-вычислительной подсистемы и управляющих устройств.** При рассмотрении математических моделей информационно-вычислительную подсистему целесообразно разделить на информационные устройства и вычислительную машину. Измерители информационных устройств работают чаще всего без участия человека; при этом радиолокационные и оптико-электронные измерители содержат следящие системы, которые автоматически следят за параметрами движения цели относительно УО.

Если не учитывать организованные помехи следящим измерителям, то их функционирование можно описывать линейными дифференциальными уравнениями, порядок которых $n_{\text{пу}}$ чаще всего не превышает двух (см. гл. 5, 6). Обозначив измеряемый параметр $x$, а его измеренное значение (текущую оценку) $\hat{x}$, уравнение следящего измерителя при $n_{\text{пу}}=2$ запишем в виде

$$\ddot{\hat{x}}+a\dot{\hat{x}}+b\hat{x}=c_1x+c_2\dot{x}+\xi_{\text{и}}. \tag{1.3.30}$$

Здесь $\xi_и$ — шум измерителя, пересчитанный на его вход; $a$, $b$, $c_1$ и $c_2$ — обычно неизменные во времени коэффициенты.

Отличительной особенностью любого радиоэлектронного следящего измерителя является наличие в его составе дискриминатора, который из входного сигнала радиоприемника формирует напряжение, характеризующее разность $x—\hat{x}$, т. е. сигнал рассогласования для следящей системы. Кроме дискриминатора, радиоэлектронный следящий измеритель содержит сглаживающий фильтр, образуемый усилительно-сглаживающими цепями и исполнительными устройствами, которые управляют антенной в радиолокационных угломерах, стробами дальности в автодальномерах и т. д. Дискриминатор по сравнению со сглаживающим фильтром можно считать безынерционным преобразователем.

При отсутствии помех преобразовательные свойства дискриминатора определяются в общем случае нелинейной функцией параметра рассогласования $\Delta x=x—\hat{x}$, называемой дискриминационной характеристикой. При небольших изменениях $x—\hat{x}$ относительно нуля дискриминационной характеристики дискриминатор характеризуется безынерционным звеном с постоянным коэффициентом передачи.

Свойства дискриминатора существенно меняются при действии помех. При этом изменяется его математическая модель. В общем случае помехи вызывают появление аддитивного шумового напряжения на выходе дискриминатора, изменяют крутизну дискриминационной характеристики, делают ее нелинейной и нарушают балансировку измерителя.

Построение математической модели дискриминатора проводится по результатам анализа прохождения через него полезного сигнала и помех и является одной из составных частей теории идентификации, которая применительно к динамическим системам рассматривается в [30, 101]. Одна из основных задач этой теории состоит в определении математической модели объекта на основании анализа его входных и выходных сигналов. При наличии помех задача идентификации является статистической и сводится к определению математической модели объекта при наблюдении за случайными входными и выходными сигналами. На практике при анализе радиоэлектронных устройств нередко удается найти теоретически или экспериментально лишь статистические характеристики напряжения $u_{др}$ на выходе дискриминатора при фиксированном значении рассогласования $\Delta x=x—\hat{x}$. По этим данным можно определить математическую модель дискриминатора в соответствии с заранее установленным критерием статистической эквивалентности реального устройства и его модели. Чаще всего требуются совпадения математических ожиданий и корреляционных функций (или спектральных плотностей) для выходных сигналов реального дискриминатора и его математической модели, называемой также статистическим эквивалентом. При этом входные сигналы реального дискриминатора и его статистического эквивалента должны быть одинаковыми.

Методика нахождения статистических эквивалентов в соответствии с указанными выше критериями рассмотрена в [63—65]. В общем случае математическая модель безынерционного дискриминатора характеризуется полиномом

$$u_{\text{сэ}}=\sum_{i=0}^{n}\xi_i(t)\,\Delta x^i. \quad (1.3.31)$$

Степень этого полинома и статистические характеристики случайных функций $\xi_i(t)$ отыскиваются на основе известных соотношений, определяющих условные математическое ожидание и спектральную плотность (или корреляционную функцию) для выходного напряжения дискриминатора.

Вычислительную машину информационно-вычислительной подсистемы и вычислитель САУ (или СУР) целесообразно рассматривать совместно и сокращенно называть их вычислительным устройством. Вычислительное устройство (ВУ) при исключении из него входных фильтров, которые можно отнести к соответствующим измерителям, является безынерционным. В связи с этим функционирование ВУ, которое в общем случае представляет нелинейный преобразователь входных сигналов, можно описать вектором

$$\mathbf{u}=\mathbf{u}(\hat{\mathbf{x}}), \quad (1.3.32)$$

где $\mathbf{u}(\hat{\mathbf{x}})$ — нелинейная функция вектора $\hat{\mathbf{x}}$, характеризующего выходные сигналы измерителей информационно-вычислительной подсистемы.

Составляющие $u_1$, $u_2$, ..., $u_n$ вектора $\mathbf{u}$ определяют управляющие сигналы для каналов управления 1, 2, ..., $n_{\text{у}}$, т. е. сигналы траекторного управления и сигналы управления угловым положением самолета (или ракеты). Наиболее часто составляющая $u_i$ вектора $\mathbf{u}$ как функция какого-либо параметра $\hat{x}_i$ вектора $\widehat{\mathbf{x}}$ в некотором диапазоне $\hat{x}_{i1}\ldots\hat{x}_{i2}$ изменения $\hat{x}_i$ зависит от $\hat{x}_i$ линейно, а затем при $\hat{x}_i<\hat{x}_{i1}$ и $\hat{x}_i>x_{i2}$ величина $u_i$ остается постоянной.

Исполнительное устройство САУ или СУР для каждого канала управления содержит в общем случае усилитель, рулевой агрегат (рулевую машину) и цепь обратной связи, которая может быть жесткой, скоростной или изодромной [48]. При жесткой обратной связи с выхода рулевой машины на ее вход сигнал передается через звено типа безынерционного усилителя. Если в цепи обратной связи находится дифференцирующее звено или два последовательно соединенных звена, одно из которых дифференцирующее, а второе инерционное, то получаются скоростная и изодромная обратные связи соответственно. Рулевая машина вместе с усилителем моделируется чаще всего интегрирующим динамическим звеном.

Для интервала перемещений руля между упорами математической моделью исполнительного устройства в канале $i$ является

линейное дифференциальное уравнение. При жесткой обратной связи это уравнение записывается в виде

$$T_i \dot{\delta}_{\text{р}\, i} + k_{\text{ос}\, i}\, \delta_{\text{р}\, i} = k_i u_i. \qquad (1.3.33)$$

Здесь $\delta_{\text{р}i}$ — отклонение руля управления УО в канале $i$ под действием управляющего сигнала $u_i$; $k_{\text{ос}i}$ — коэффициент передачи в цепи обратной связи канала $i$. При этом предполагается, что рулевой агрегат (рулевая машина) функционирует как интегрирующее динамическое звено с передаточной функцией $k_i/T_i p$, где $p$ — символ дифференцирования. При достаточно малом значении $T_i$

$$\delta_{\text{р}\, i} = \frac{k_i}{k_{\text{ос}\, i}} u_i \qquad (1.3.34)$$

и исполнительное устройство канала $i$ может считаться безынерционным преобразователем $u_i$.

Если в цепи обратной связи имеется дифференцирующее звено с передаточной функцией $T_{\text{ос}i}p$, что приближенно реализуется с помощью тахогенератора, то функционирование непосредственно исполнительного устройства в канале $i$ управления для линейного участка зависимости $\delta_{\text{р}i}$ от $u_i$ определяется уравнением

$$(T_i + T_{\text{ос}\, i})\, \dot{\delta}_{\text{р}i} = k_i u_i. \qquad (1.3.35)$$

Из (1.3.35) видно, что при использовании скоростной обратной связи отклонение $\delta_{\text{р}i}$ осуществляется пропорционально интегралу от сигнала $u_i$. При этом динамические характеристики рулевого агрегата улучшаются.

При изодромной обратной связи в канале $i$ с передаточной функцией $k_{\text{ос}i}p/T_{\text{ос}i}p+1$ для линейного участка зависимости $\delta_{\text{р}i}$ от $u_i$ получается уравнение

$$T_{\text{ос}\, i} T_i \ddot{\delta}_{\text{р}\, i} + (T_i + k_i + k_{\text{ос}\, i})\, \dot{\delta}_{\text{р}i} = k_i T_{\text{ос}\, i} \dot{u}_i + k_i u_i. \qquad (1.3.36)$$

Когда $u_i$ принимает максимальное значение $u_{i\text{м}}$, отклонение органов управления достигает упора и $\delta_{\text{р}i} = \delta_{\text{р}i\text{м}}$, где $\delta_{\text{р}i\text{м}}$ — максимально возможное отклонение руля.

**5. Математические модели летчика.** Качество управления самолетом зависит не только от его динамических характеристик, но и от психофизиологических особенностей летчика, его обученности и тренировки. Летчик и самолет являются взаимосвязанными элементами единой сложной системы управления, именуемой часто системой летчик—самолет (или человек—машина).

В настоящее время известно много математических моделей летчика, используемых при исследованиях систем самонаведения. Наиболее употребительна для тренированного летчика передаточная функция [14]

$$W_{\text{л}}(s) = \frac{k_{\text{л}}(T_{\text{л}1} s + 1)}{(T_{\text{л}2} s + 1)(T_{\text{л}3} s + 1)} e^{-\tau_{\text{л}} s}, \qquad (1.3.37)$$

где $k_{\text{л}} = 40 \ldots 100$ — коэффициент передачи летчика; $\tau_{\text{л}} = 0{,}13 \ldots 0{,}2$ с — время запаздывания реакции летчика на дейст-

вующий сигнал $u_{тр}$ траекторного управления; $T_{л1}=0,25\ldots2,5$ с — постоянная упреждения, определяющая способность летчика компенсировать запаздывание его реакции и инерцию в образовании эффективных действий; $T_{л2}=0,1$ с и $T_{л3}=0,6\ldots2$ с — нервно-мышечная постоянная времени и постоянная времени фильтрации соответственно; $s$ — комплексная переменная в преобразовании Лапласа.

С помощью аналоговых математических моделей летчика его действия описываются приближенно. Эти модели не учитывают, в частности, способности летчика к экстраполяции и адаптации, активный характер его деятельности и дискретность восприятия им информации. В силу этого моделью (1.3.37), входом для которой является сигнал траекторного управления, а выходом — сигнал $u_л$, следует пользоваться осторожно.

Наиболее приспособлен летчик к выполнению функций усилительного звена, полоса пропускания которого не превышает 0,5 Гц [12]. Такие функции приходится практически выполнять при директорном управлении.

Помимо детерминированных воздействий, летчик осуществляет также случайные перемещения органов управления. При аналитических исследованиях можно считать, что случайные задающие воздействия, вырабатываемые летчиком в процессе пилотирования самолета, формируются из белых шумов $\xi_л(t)$ посредством линейных или нелинейных стационарных либо нестационарных формирующих фильтров [48]. Для большого числа задач по исследованию систем управления самолетами достаточно использование линейного стационарного или квазистационарного формирующего фильтра с подбором его параметров по экспериментальным данным о перемещении летчиком рычагов управления в полете.

## 1.4. Основные сведения о методах анализа контуров самонаведения

В процессе проектирования и разработки систем самонаведения чаще всего не удается полностью реализовать рекомендации, даваемые теорией оптимального управления, основы которой рассматриваются в следующем параграфе. В силу этого получающиеся на практике системы и контуры самонаведения нуждаются в анализе их основных характеристик, которые определяют в конечном итоге эффективность системы самонаведения.

Основными задачами при анализе контуров самонаведения являются: оценка устойчивости, определение точности и нахождение траекторий движения УО и требуемых для их реализации его нормального и бокового ускорений при различных гипотезах о движении цели. Решение всех указанных задач осуществляется как теоретически, так и экспериментальными методами.

Основу теоретических методов составляют теория дифференциальных уравнений, теория автоматического управления и ста-

тистическая динамика автоматических систем [74, 102]. Среди теоретических методов различают методы кинематического и динамического анализа [102].

При методе кинематического анализа учитываются лишь кинематические уравнения и считается, что вектор сигналов траекторного управления $\mathbf{u}_{тр}=0$, т. е. предполагается идеальное самонаведение УО, рассматриваемого как геометрическая точка. Метод кинематического анализа позволяет приближенно определять характер траекторий УО и оценивать его требуемые ускорения для их реализации.

Методы динамического анализа делятся на две группы. Одна из них предполагает частичный учет динамики движения УО и называется приближенным методом динамического анализа, а другая базируется на полном учете динамики движения УО. При приближенном методе динамического анализа совместно рассматриваются кинематические уравнения, динамические уравнения движения центра масс УО, приближенные зависимости управляющих сил УО от сигналов траекторного управления, формируемых по предположению идеальными информационно-вычислительными подсистемами, и основные детерминированные возмущения. Приближенный метод динамического анализа обеспечивает уточнение результатов, получаемых в соответствии с методом кинематического анализа.

Если осуществляется полный учет динамики движения УО, то рассматривается система уравнений всего реального контура самонаведения, а также все детерминированные и случайные возмущения. Благодаря этому получается принципиальная возможность решения всех задач, возникающих при анализе контуров самонаведения. Наличие нелинейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами и стохастический характер реального процесса самонаведения приводит к необходимости широко использовать ЭВМ при теоретическом анализе контуров самонаведения. Вместе с тем весьма важен аналитический анализ контуров самонаведения, приводящий к оценке общих закономерностей процесса самонаведения.

В настоящее время хорошо развиты методы аналитического решения линейных дифференциальных уравнений с постоянными и переменными коэффициентами. Применение этих методов к контурам самонаведения вполне возможно в большом числе случаев для получения приближенных оценок, так как реальная траектория движения УО близка к его опорной траектории и нелинейные функции можно линеаризировать относительно параметров этой опорной траектории.

Наиболее просто анализ контуров самонаведения без привлечения ЭВМ реализуется при условии, что уравнения, характеризующие процесс самонаведения, являются линейными, а их коэффициенты не изменяются во времени или, как говорят, считаются «замороженными». Линеаризация уравнений контура самонаведения не приводит к значительным ошибкам анализа, если величина

детерминированного или утроенное среднеквадратическое значение случайного сигнала на входе каждого из звеньев не превышает диапазона линейности этого звена, а линеаризуемая функция дифференцируема. Линеаризация допускается, как правило, при отсутствии специально организованных помех и резких маневров цели. В тех случаях, когда не выполняются условия для обычной линеаризации, прибегают к статистической линеаризации [44, 102].

«Замораживание» коэффициентов в линеаризованных уравнениях тем меньше сказывается на точности получаемых результатов, чем медленнее изменяются переменные параметры контура самонаведения по сравнению со скоростью протекания в нем переходных процессов. При этом уменьшению ошибок анализа способствует исследование движения управляемого объекта лишь на отдельных небольших участках его траектории.

Если используются линеаризированные уравнения контура самонаведения с незамороженными коэффициентами, то аналитическое решение таких уравнений получается лишь в некоторых частных случаях, когда аппаратура системы самонаведения и динамика УО моделируются безынерционным либо инерционным динамическим звеном или когда уравнения контура самонаведения содержат лишь один переменный коэффициент, который является линейной функцией времени [54, 93].

Чтобы избежать больших ошибок в конечных результатах анализа линеаризированного контура, по окончании его анализа необходимо убедиться, что выполняются условия, при которых допустима линеаризация.

## 1.5. Применение теорий оптимального управления и оптимальной фильтрации при синтезе контуров самонаведения

**1. Основная задача синтеза и ее содержание.** Задача синтеза контуров самонаведения, как и иных типов систем управления, сводится к определению алгоритмов управления объектами, именуемых также законами управления и обеспечивающих наилучшее качество протекания процессов самонаведения в течение всего времени функционирования контура (системы) или наилучший конечный результат в соответствии с заранее установленным критерием и при заданных ограничениях. В простейших случаях оптимальные алгоритмы управления определяют зависимость необходимых нормального и бокового ускорений УО от его измеряемых соответствующими приборами координат относительно цели и их производных по времени.

При решении задачи синтеза предполагаются заданными:

математическая модель обобщенного объекта управления, в состав которого включают динамику управляемого объекта, кинематические звенья и инерционные элементы управляющего устройства;

законы распределения и статистические характеристики случайных возмущений, действующих на объект управления;

измеряемые фазовые координаты обобщенного объекта управления и статистические характеристики шумов, сопровождающих измерения и называемых шумами измерения;

условия работы системы самонаведения и накладываемые на нее ограничения (допустимые перегрузки ракет, диапазоны и скорости отклонения рулей, зона обзора РЛС и т. д.).

Кроме того, предполагается, что составляющие управляющего сигнала для разных каналов управления являются детерминированными функциями результатов измерений. Такой принцип управления, основанный на использовании физически доступной для измерений информации о состоянии обобщенного объекта управления — ООУ, называется физически реализуемым управлением [44]. В последующем для сокращения записей слово «обобщенный» перед «объектом управления» ОУ употребляться не будет, если не могут возникнуть какие-либо неправильные толкования получаемых результатов.

В математическом аспекте рассматриваемая здесь задача синтеза формулируется следующим образом. Задан ОУ, состояние которого характеризуется в общем случае $n$ переменными $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$, изменяющимися случайным образом во времени. На ОУ действуют случайные возмущения $\xi_{x1}(t)$, $\xi_{x2}(t)$, ..., $\xi_{xn}(t)$ и управляющие сигналы $u_1$, $u_2$, ..., $u_r$, где $r \leqslant n$. Состояние ОУ характеризуется системой дифференциальных уравнений, записанных в форме Коши. Для удобства эту систему целесообразно записать в виде одного векторного дифференциального уравнения, в котором $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$ представляют собой координаты $n$-мерного вектора (фазовые координаты ОУ) и которое принято называть уравнением состояния. В общем случае это векторное уравнение является нелинейным и имеет вид

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\xi}_x, \mathbf{u}, t), \qquad (1.5.1)$$

где $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\xi}, \mathbf{u}, t)$ — векторная детерминированная функция, содержащая $n$ компонентов; $\boldsymbol{\xi}_x$ — $n$-мерный вектор воздействующих на ОУ случайных возмущений $\xi_{x1}(t)$, $\xi_{x2}(t)$, ..., $\xi_{xn}(t)$ с заданными математическим ожиданием и корреляционной матрицей; $\mathbf{u}$ — $r$-мерный вектор управления, под действием которого изменяется состояние ОУ.

Для формирования алгоритма управления, определяемого вектором $\mathbf{u}$, производятся измерения всех или части фазовых координат ОУ. Лучшие результаты получаются при измерении всех $n$ фазовых координат. Однако в реальных условиях это не всегда удается, в силу чего в последующем будем считать, что измеряемыми являются $m \leqslant n$ фазовых координат, сопровождаемых шумами. При этом одна и та же фазовая координата может измеряться несколькими измерителями, образующими единый комплексный измеритель. Измеряемые фазовые координаты вместе с

действующими шумами образуют $m$-мерный вектор измерений (наблюдений) $\mathbf{z}$, связанный с вектором состояния $\mathbf{x}$ зависимостью

$$\mathbf{z} = \mathbf{f}_z(\mathbf{x}, t) + \boldsymbol{\xi}_и(t). \qquad (1.5.2)$$

Здесь $\mathbf{f}_z(\mathbf{x}, t)$ — $m$-мерная векторная функция, а $\boldsymbol{\xi}_и(t)$ — $m$-мерный вектор шумов измерения с заданными математическим ожиданием и корреляционной матрицей. Если часть используемых измерителей практически безынерционна (например, барометрический высотомер, акселерометр), то соответствующие элементы вектора $\mathbf{z}$ следует считать выходными сигналами таких измерителей.

В соответствии с исходными предпосылками современной теории оптимального управления вектор управления

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}[\mathbf{z}(\tau), t], \qquad (1.5.3)$$

где $\mathbf{u}[\mathbf{z}(\tau), t]$ — $r$-мерная детерминированная векторная функция. При этом обычно получается $r=m$.

В реальных условиях составляющие $u_1, u_2, ..., u_r$ вектора $\mathbf{u}$ вследствие физических свойств ОУ или лимита мощности органов управления нередко не могут быть произвольными. На них приходится накладывать ограничения, которые наиболее часто записываются в одном из следующих трех видов:

$$\mathbf{u} \leqslant \mathbf{U}, \qquad (1.5.4)$$

$$M\{\mathbf{u}^{\text{т}} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{u}\} \leqslant \rho_u(t), \qquad (1.5.5)$$

$$\int_{t_0}^{t_к} M\{\mathbf{u}^{\text{т}} \mathbf{K}^{-1} \mathbf{u}\}\, d\tau \leqslant \alpha_u, \qquad (1.5.6)$$

где $\rho_u(t)$ — скалярная функция времени или постоянная величина; $\mathbf{K}$ — симметричная положительно определенная, а чаще всего диагональная матрица размера $r \times r$; $\mathbf{K}^{-1}$ — матрица, обратная матрице $\mathbf{K}$; $\alpha_u$ — постоянная величина; т — символ, определяющий здесь и в последующем операцию транспонирования матриц и векторов; $M$ — символ операции математического ожидания; $t_0$ и $t_к$ — моменты начала и окончания процесса управления.

Условие (1.5.4) означает, что любая составляющая $u_i$ вектора $\mathbf{u}$ не может превышать заданное значение $U_i$ $(i=1, 2,..., r)$, неравенство (1.5.5) ограничивает вектор управления в среднем и, наконец, соотношение (1.5.6) определяет интегральное за время самонаведения $t_к—t_0$ ограничение вектора управления в среднем. Если, например, $\mathbf{K}$ — единичная матрица, то левая часть (1.5.5) и подынтегральное выражение в (1.5.6) характеризуют математическое ожидание суммы квадратов составляющих вектора $\mathbf{u}$.

При исходных данных (1.5.1), (1.5.2) и ограничениях (1.5.4) или (1.5.5), либо (1.5.6) требуется найти векторную функцию $\mathbf{u}(t)$ и соответствующий вектор состояния $\mathbf{x}$ так, чтобы обеспечивался экстремум заданного критерия качества контура самонаведения.

**2. Критерии качества функционирования контуров самонаведения.** Качество процесса и структурная схема системы самонаведения, а также алгоритм управления существенно зависят в общем случае от математической модели ОУ, требуемых значений его фазовых координат в конце работы системы самонаведения, статистических характеристик действующих возмущений и степени соответствия модели ОУ и действующих возмущений реальным условиям самонаведения. В связи с этим и в соответствии с характером решаемых задач могут быть использованы различные критерии качества функционирования оптимальных контуров самонаведения. Однако любой критерий будет функционалом перечисленных выше факторов, а оптимальное управление должно обеспечить экстремум (максимум или минимум в зависимости от решаемой задачи) этого функционала. В качестве примеров отметим, что можно потребовать такой алгоритм управления, который обеспечивает минимум времени перевода УО из одного состояния в другое или экстремум интеграла от вектора состояния ОУ при заданном или текущем времени управления, а также при заданных ограничениях на фазовые координаты и сигналы управления.

В современной теории оптимального управления для оценки качества функционирования контура самонаведения широкое применение находит квадратичный функционал вида

$$I(\mathbf{x},\ \mathbf{x}_{\text{тт}},\ \mathbf{u},\ t_{\text{к}}) = [\mathbf{x}(t_{\text{к}}) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t_{\text{к}})]^{\text{т}}\,\mathbf{\Gamma}(t_{\text{к}})\,[\mathbf{x}(t_{\text{к}}) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t_{\text{к}})] + \int_{t_0}^{t_{\text{к}}} [\mathbf{x}(\tau) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(\tau)]^{\text{т}}\,\mathbf{L}(\tau)\,[\mathbf{x}(\tau) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(\tau)]\,d\tau + \int_{t_0}^{t_{\text{к}}} \mathbf{u}^{\text{т}}(\tau)\,\mathbf{K}^{-1}\,\mathbf{u}(\tau)\,d\tau. \quad (1.5.7)$$

Здесь $\mathbf{x}_{\text{тт}}(t)$ — теоретически требуемый вектор состояния объекта управления; $\mathbf{L}(t)$ — заданная неотрицательно определенная матрица размера $n \times n$; $\mathbf{\Gamma}(t_k)$ — заданная положительно определенная (обычно диагональная) матрица размера $n \times n$. Широкое использование (1.5.7) связано с тем, что во многих инженерных задачах квадратичный критерий соответствует их сущности и что лишь при таком критерии удается аналитически решить все уравнения или определить общий путь их решения [44].

Функционал $I(\mathbf{x},\ \mathbf{x}_{\text{тт}},\ \mathbf{u},\ t_{\text{к}})$ является случайной скалярной величиной, что объясняется случайным характером значений $\mathbf{x}(t)$ и $\mathbf{u}(t)$. Критерий качества функционирования контура самонаведения должен быть детерминированным. Чтобы это обеспечить, в качестве критерия принимают часто оценку $\hat{I}$ функционала $I$, определяемую так, чтобы математическое ожидание квадрата ошибки оценки $M_{\text{у}}\{(\hat{I} - I)^2\}$, которое вычисляется при условии измерения составляющих вектора наблюдения, было минимальным.

Условное математическое ожидание $M_{\text{у}}\{(\hat{I} - I)^2\}$ будет минимальным [44], если

$$\hat{I}(\mathbf{x},\ \mathbf{x}_{\text{тт}},\ \mathbf{u},\ t_{\text{к}}) = M_{\text{у}}\{I(\mathbf{x},\ \mathbf{x}_{\text{тт}},\ \mathbf{u},\ t_{\text{к}})\}, \quad (1.5.8)$$

где символ $M_у$ означает операцию определения условного математического ожидания функционала $I(\mathbf{x}, \mathbf{x}_{тт}, \mathbf{u}, t_к)$ при условии наблюдения вектора измерений $\mathbf{z}$ на интервале $t_к—t_0$.

На основании (1.5.7) и (1.5.8) находим следующее соотношение для квадратичного критерия качества:

$$\hat{I}(\mathbf{x}, \mathbf{x}_{тг}, \mathbf{u}, t_к) = M_у\Big\{[\mathbf{x}(t_к)-\mathbf{x}_{тт}(t_к)]^т \mathbf{\Gamma}(t_к)[\mathbf{x}(t_к)-\mathbf{x}_{тт}(t_к)] +$$

$$+\int_{t_0}^{t_к}[\mathbf{x}(\tau)-\mathbf{x}_{тт}(\tau)]^т \mathbf{L}(\tau)[\mathbf{x}(\tau)-\mathbf{x}_{тт}(\tau)]\,d\tau + \int_{t_0}^{t_к}\mathbf{u}^т(\tau)\mathbf{K}^{-1}\mathbf{u}(\tau)\,d\tau\Big\}. \qquad (1.5.9)$$

Первое слагаемое в (1.5.7) и (1.5.9) характеризует неотрицательную квадратичную форму отклонений фазовых координат ОУ от их требуемых значений в конце процесса самонаведения. Если, например, $\mathbf{\Gamma}(t_к)$ — единичная матрица, то этим слагаемым в (1.5.9) определяется сумма средних от квадратов ошибок

$$M_у\left\{\sum_{i=1}^{n}[x_i(t_к)-x_{тт\,i}(t_к)]^2\right\}$$

для всех фазовых координат ОУ. Задавая элементы матрицы $\mathbf{\Gamma}(t_к)$ различными по величине, можно придать разный вес ошибкам

$$M_у\{[x_i(t_к)-x_{тт\,i}(t_к)]^2\}.$$

Для практики первое слагаемое в (1.5.9) имеет прозрачный смысл и часто может быть обоснованно назначено, особенно в так называемых задачах терминального управления (управления конечным состоянием ОУ), когда необходимо привести ОУ к моменту времени $t_к$ в заданное состояние. К терминальным относятся все задачи самонаведения, если при этом не накладываются какие-либо дополнительные условия. Следует подчеркнуть, что при минимизации (1.5.9) требование к точности самонаведения будет тем жестче, чем бóльшие значения имеют элементы матрицы $\mathbf{\Gamma}(t_к)$.

Второе слагаемое в (1.5.9) имеет смысл обобщенной интегральной квадратичной оценки качества переходных процессов, а третье слагаемое характеризует затраты на управление, представляя собой интегральную квадратичную оценку вектора управления $\mathbf{u}$. Как уже отмечалось, при единичной матрице $\mathbf{K}$ получается

$$M_у\left\{\int_{t_0}^{t_к}\mathbf{u}^т(\tau)\mathbf{K}^{-1}\mathbf{u}(\tau)\,d\tau\right\} = M_у\left\{\sum_{i=1}^{r}\int_{t_0}^{t_к}u_i^2(\tau)\,d\tau\right\},$$

что, по существу, определяет среднюю энергию вектора управления.

Таким образом, критерий качества (1.5.9) учитывает среднеквадратическую ошибку самонаведения УО при $t=t_к$, качество

переходных процессов в контуре самонаведения и энергетические затраты на управление.

После введения понятия о функционале и критерии качества функционирования контура самонаведения задачу его синтеза можно конкретизировать так: при описании объекта управления и вектора измерений уравнениями (1.5.1) и (1.5.2) нужно найти вектор управления **u**, удовлетворяющий заданным ограничениям и обеспечивающий минимум условного математического ожидания $\hat{I}(\mathbf{x}, \mathbf{x}_{\text{тт}}\mathbf{u}, t_{\text{к}})$ функционала $I(\mathbf{x}, \mathbf{x}_{\text{тт}}, \mathbf{u}, t_{\text{к}})$ при движении УО из начального состояния $\mathbf{x}(t_0)$ в конечное состояние $\mathbf{x}(t_{\text{к}})$.

Начиная с 1968 г. развивается также задача синтеза оптимальных систем управления на основе предложенного А. А. Красовским критерия качества, названного им критерием обобщенной работы [47, 48]. Этот критерий вначале был сформулирован для систем, в которых осуществляются точные измерения фазовых координат ОУ и действуют случайные возмущения в виде некоррелированных импульсов бесконечно малой длительности. Позже он в виде квадратичного критерия был распространен на линейные системы с неточными измерениями и при действии на них более широкого класса случайных возмущений.

Квадратичный критерий обобщенной работы определяется соотношением (1.5.9) с добавлением к нему условного математического ожидания для интеграла

$$I_1 = \int_{t_0}^{t_{\text{к}}} x^{\text{т}}(t)\,\mathbf{\Gamma}_1(t)\,\mathbf{C}(t)\,\mathbf{K}\mathbf{C}^{\text{т}}(t)\,\mathbf{\Gamma}_1(t)\,dt,$$

где матрица $\mathbf{\Gamma}_1(t)$ определяется из дополнительного уравнения [44]. Она должна быть симметричной положительно определенной и удовлетворять условию $\mathbf{\Gamma}_1(t_{\text{к}}) = \mathbf{\Gamma}(t_{\text{к}})$. Смысл введенной здесь матрицы $\mathbf{C}(t)$ обсуждается ниже при написании уравнения (1.5.31).

Вводимое в (1.5.9) дополнительное слагаемое $M_{\text{у}}(I_1)$ называется обобщенной работой сигналов управления. Оно накладывает ограничения на входные сигналы управляющих устройств. В [47] отмечается, что при размерностях вектора состояния $n = 10\ldots20$ вычислительные и аппаратурные затруднения при реализации критерия (1.5.9) являются существенными. Однако их можно избежать, пользуясь квадратичным критерием обобщенной работы. В этом состоит его основное достоинство.

**3. Общие методы и результаты решения задачи синтеза контуров самонаведения.** Определение вектора оптимального управления **u** представляет собой вариационную задачу и для ее решения используются вариационные методы отыскания экстремума критерия качества системы в функциональном пространстве. С этой целью производится расширение вектора состояния, т. е. увеличение его размерности на единицу за счет того, что функционал качества системы (контура) рассматривается не только для конечного, но и для текущего момента времени, а его текущее значение

принимается за дополнительную координату $x_{n+1}$ в уравнении состояния (1.5.1).

В терминальной задаче, т. е. в задаче управления конечным состоянием УО, которая и будет рассматриваться в последующем, функционал $I=I(\mathbf{x}, \mathbf{x}_{\text{тт}}, \mathbf{u}, t_{\text{к}})$, зависящий в конечном итоге от $\mathbf{x}_{\text{к}}$, где $\mathbf{x}_{\text{к}}=\mathbf{x}(t_{\text{к}})$ — вектор состояния объекта при $t=t_{\text{к}}$, для текущего времени запишем в виде

$$I[\mathbf{x}(t), t]=x_{n+1}(t). \qquad (1.5.10)$$

При этом какие-либо ограничения на конечное состояние УО не накладываются. Полагая $I[\mathbf{x}(t), t]$ дифференцируемым по времени, на основе (1.5.1) и (1.5.10) получаем дополнительное уравнение

$$\dot{x}_{n+1}=\sum_{l=1}^{n} \frac{\partial I}{\partial x_l} f_l(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \xi_x, t). \qquad (1.5.11)$$

Начальное условие этого уравнения

$$x_{n+1}(t)=I[\mathbf{x}(t_0), t_0],$$

а функция

$$f_l(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \xi_x, t)=\dot{x}_l.$$

Из сказанного следует, что оптимизация управления эквивалентна оптимизации дополнительной фазовой координаты $x_{n+1}$ вектора состояния в момент времени $t_{\text{к}}$, а критерием качества функционирования оптимального контура теперь считается условное математическое ожидание $\hat{x}_{n+1}$ случайной функции $x_{n+1}(t)$ при $t=t_{\text{к}}$, определяемое при условии, что измеряемые фазовые координаты характеризуются вектором $\mathbf{z}(t)$ для $t_0 \leqslant t \leqslant t_{\text{к}}$.

При точных измерениях фазовых координат ОУ задача отыскания оптимального управления и минимизации $\hat{x}_{n+1}$ была решена Л. С. Понтрягиным в соответствии с получившим его имя принципом максимума. Этот принцип позволил установить связь между оптимизируемым функционалом и динамикой процесса в системе, определяемую с помощью функции, которая аналогична по форме функции Гамильтона в механике.

При наличии шумов измерений вместо детерминированной вводится стохастическая функция Гамильтона [44]

$$H_{\text{г}}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \psi, \xi_x, t)=\sum_{i=1}^{n+1} \psi_i f_i=\psi^{\text{т}} \mathbf{f}, \qquad (1.5.12)$$

где $\mathbf{f}$ — $(n+1)$-мерный вектор, у которого $n$ первых составляющих определяется компонентами вектора в правой части (1.5.1), а $(n+1)$-я составляющая — это правая часть уравнения (1.5.11); $\psi_i$ $(i=1, 2, ..., n+1)$ — функция, определяемая уравнением

$$\dot{\psi}_i=-\sum_{s=1}^{n+1} \psi_s \frac{\partial f_s}{\partial x_i}, \qquad (1.5.13)$$

для которого

$$\psi_i(t_к) = -\frac{\partial I[\mathbf{x}(t)]}{\partial x_i}\Big|_{t=t_к}. \qquad (1.5.13, а)$$

Если учесть (1.5.10), то получим $\psi_i(t_к)=0$ при $i=1, 2, ..., n$ и $\psi_{n+1}(t_к)=-1$.

Выразим далее фазовые координаты ОУ через функцию $H_г$, для чего найдем с помощью (1.5.12) производные $\partial H_г/\partial\psi_i$ и $\partial H_г/\partial x_i$. В результате получим

$$\left.\begin{aligned} &\frac{\partial H_г}{\partial \psi_i} = f_i \quad \text{при } i=1, 2, ..., n, \\ &\frac{\partial H_г}{\partial \psi_{n+1}} = x_{n+1} \quad \text{при } i=n+1, \end{aligned}\right\} \qquad (1.5.14)$$

$$\frac{\partial H_г}{\partial x_i} = \sum_{j=1}^{n+1} \psi_j \frac{\partial f_j}{\partial x_i} \quad \text{при } i=1, 2, ..., n+1. \qquad (1.5.15)$$

На основе (1.5.1) и (1.5.14) находим, что

$$\dot{x}_i = \frac{\partial H_г}{\partial \psi_i} \quad \text{при } i=1, 2, ..., n+1, \qquad (1.5.16)$$

а используя уравнения (1.5.13) и (1.5.15), получаем

$$\dot{\psi}_i = -\frac{\partial H_г}{\partial x_i} \quad \text{при } i=1, 2, ..., n+1. \qquad (1.5.17)$$

Последние два уравнения, имеющие граничные условия $x_i(t_0)$ и $\psi_i(t_к)=0$ при $i=1, 2, ..., n$ и $\psi_i(t_к)=-1$ при $i=n+1$, устанавливают отмеченную выше связь между динамикой процесса и функцией $H_г$.

Обобщение принципа максимума Л. С. Понтрягина на системы управления с учетом действия на них шумов привело к следующему весьма важному положению: если вектор управления $\mathbf{u}$ при ограничении (1.5.4) и, следовательно, вектор $\mathbf{x}$ состояния ОУ, описываемый уравнением (1.5.1), являются оптимальными, то при наличии вектора измерений $\mathbf{z}$, характеризуемого при $t_0 \leqslant t \leqslant t_к$ соотношением (1.5.2), критерий качества, определяемый условным математическим ожиданием $\hat{x}_{n+1}$ функционала (1.5.10), принимает минимальное значение, а условное математическое ожидание $\hat{H}_г$ функции Гамильтона $H_г$, вычисляемое при известном векторе $\mathbf{z}$, имеет максимум или свое наибольшее значение. При этом условное математическое ожидание $\hat{\mathbf{x}}$ вектора состояния $\mathbf{x}$, характеризующее его наилучшую оценку в смысле минимума среднеквадратической ошибки, определяется уравнениями:

$$\dot{\hat{x}}_i = M_у\left\{\frac{\partial H_г}{\partial \psi_i}\right\} \quad \text{при } i=1, 2, ..., n+1, \qquad (1.5.18)$$

$$\dot{\hat{\psi}}_i = -M_у\left\{\frac{\partial H_г}{\partial x_i}\right\} \quad \text{при } i=1, 2, ..., n+1, \qquad (1.5.19)$$

граничные условия для которых есть $\hat{x}_i(t_0)=m_{xi0}$ и

$$\hat{\psi}_i(t_к)=-M_у\left\{\frac{\partial x_{n+1}(t_к)}{\partial x_i}\right\} \text{ при } i=1, 2, ..., n+1,$$

где $m_{xi0}$ — математическое ожидание составляющей $x_i$ при $t=t_0$, а $M_у$ — символ операции по нахождению условного математического ожидания при наличии реализации вектора **z**.

Из изложенного следует, что при определении в явном виде вектора оптимального управления **u** при заданных критерии качества и ограничении типа (1.5.4) необходимо найти прежде всего условное математическое ожидание $\hat{H}_г$ функции $H_г$, которое зависит от $\hat{\mathbf{x}}$ и $\hat{\psi}$, а затем варьируя $H_г$ по **u** и решая уравнения (1.5.18) и (1.5.19), нужно отыскать $\mathbf{u}_{опт}$.

Если на вектор **u** ограничения вида (1.5.4) не накладываются, или, как говорят, вектор **u** принадлежит открытой области, то из принципа максимума вытекают условия оптимальности классического вариационного исчисления, и вектор оптимального управления $\mathbf{u}_{опт}$ определяется из уравнения

$$\partial H_г/\partial \mathbf{u}=0 \tag{1.5.20}$$

при одновременном решении уравнений (1.5.18) и (1.5.19).

Сформулированное положение о нахождении вектора $\mathbf{u}_{опт}$ представляет собой, по существу, стохастический принцип максимума.

Необходимость статистического определения функции $H_г$ и решение так называемой двухточечной задачи, характеризуемой дифференциальными уравнениями (1.5.18) и (1.5.19) с заданными частично начальными и конечными условиями, приводит, как правило, к потребности использования численных методов интегрирования и подбору начальных условий для (1.5.19) методом проб. Если объект управления является нелинейным, то непосредственной проверкой решений следует убедиться, какое из решений действительно обеспечивает максимум функции $\hat{H}_г$ и поэтому является оптимальным. Когда же объект управления линейный, решение, получаемое из условия максимума $\hat{H}_г$ и уравнений (1.5.18), (1.5.19), является единственным.

В заключении анализа общих методов и основных результатов решения терминальной задачи оптимального управления при неточных измерениях отметим, что основным методом решения является стохастический принцип максимума, представляющий собой обобщение принципа максимума Л. С. Понтрягина. Этот принцип совпадает с классическим методом вариационного исчисления при отсутствии ограничений вида (1.5.4) на вектор **u**.

Основные результаты, получаемые при решении задачи в соответствии со стохастическим принципом максимума сводятся к тому, что имеется принципиальная возможность найти вектор $\mathbf{u}_{опт}$ оптимального управления, т. е. алгоритм управления в зависимости от измеренных значений фазовых координат ОУ, и возникает необходимость оценивать текущие фазовые координаты ОУ. Зная $\mathbf{u}_{опт}$ и текущие оценки фазовых координат, можно определить

структурную схему и найти основные характеристики оптимальной информационно-вычислительной подсистемы.

Для иллюстрации сказанного рассмотрим, следуя [44], задачу об оптимальном управлении, когда в уравнении (1.5.1)

$$\mathbf{f}(\mathbf{x},\ \mathbf{u},\ \xi_x,\ t)=\varphi(\mathbf{x},\ t)+\mathbf{u}+\xi_x. \qquad (1.5.21)$$

Случайные начальные значения составляющих вектора $\mathbf{x}$ образуют вектор $\mathbf{x}(t_0)=\mathbf{x}_0$ с математическим ожиданием $\mathbf{m}_{x0}$ и дисперсией $\mathbf{D}_{x0}$. Будем также считать, что имеется ограничение вида (1.5.4). Тогда в соответствии с (1.5.12) и при учете (1.5.1), (1.5.11) и (1.5.21) находим, что

$$H_\text{г}=\sum_{i=1}^{n}\left(\psi_i+\psi_{n+1}\frac{\partial I}{\partial x_i}\right)[\varphi_i(\mathbf{x},\ t)+u_i+\xi_{x\,i}], \qquad (1.5.22)$$

где функции $\psi_i$ при $i=1,\ 2,\ ...,\ n$ и $\psi_{n+1}$, как это вытекает из (1.5.13), определяются уравнениями:

$$\dot{\psi}_i=-\sum_{s=1}^{n}\left[\left(\dot{\psi}_s+\psi_{n+1}\frac{\partial I}{\partial x_s}\right)\frac{\partial\varphi_s}{\partial x_i}+\psi_{n+1}\frac{\partial^2 I}{\partial x_i\,\partial x_s}\dot{x}_i\right], \qquad (1.5.23)$$

$$\dot{\psi}_{n+1}=0. \qquad (1.5.24)$$

Конечные условия для уравнений (1.5.23) и (1.5.24) характеризуются теми же равенствами $\psi(t_\text{к})=0$ $(i=1,\ 2,\ ...,\ n)$, $\psi_{n+1}=-1$, что и для уравнения (1.5.13), причем равенство $\psi_{n+1}=-1$ справедливо для любого момента времени.

Учитывая в (1.5.23) равенство $\psi_{n+1}=-1$ и вводя обозначение

$$X_i=\psi_i-\frac{\partial I}{\partial x_i}, \qquad (1.5.25)$$

на основе (1.5.23) получаем

$$\dot{X}_i=-\sum_{s=1}^{n}X_s\frac{\partial\varphi_s}{\partial x_i}, \qquad (1.5.26)$$

где $i=1,\ 2,\ \ldots,\ n$, и при учете равенств $\psi_i(t_\text{к})=0$ для $i=1,\ 2,\ \ldots$ $\ldots,n$ и (1.5.25) будем иметь

$$X_i(t_\text{к})=\frac{-\partial I[\mathbf{x}(t_\text{к})]}{\partial x_i}\ \text{при}\ i=1,\ 2,\ ...,\ n. \qquad (1.5.27)$$

Далее на основании (1.5.22) и (1.5.25) при условии, что $\psi_{n+1}=-1$ находим

$$H_\text{г}=\sum_{j=1}^{n}X_j[\varphi_j(\mathbf{x},\ t)+u_j+\xi_{xj}]. \qquad (1.5.28)$$

Отсюда

$$\hat{H}_\text{г}=\sum_{j=1}^{n}M_y\{X_j\varphi_j(\mathbf{x},\ t)+X_j(u_j+\xi_{xj})\}, \qquad (1.5.29)$$

где, как и всюду, символ $M_y$ означает операцию по определению условного математического ожидания.

Соотношение (1.5.29) показывает, что наибольшее значение $\hat{H}_г$ получается при

$$u_{j\,\text{опт}} = U_j \operatorname{sign} M\{X_j\} = U_j \operatorname{sign} \hat{X}_j. \qquad (1.5.30)$$

Итак, в рассмотренной задаче оптимальное управление $u_{j\text{опт}} = u_j$, обозначаемое здесь и всюду в последующем без индекса «опт», имеет релейный характер с функцией переключения, аргумент которой равен условному математическому ожиданию $\hat{X}_j$, получаемому на основе (1.5.25) и составляющему

$$\hat{X}_j = \hat{\psi}_j - M_y \left\{ \frac{\partial I}{\partial x_j} \right\} \text{ при } j = 1, 2, \ldots, n.$$

Следует напомнить, что для нахождения $\hat{X}_j$ нужно совместно решить уравнения (1.5.18) и (1.5.19) для определения текущих оценок $\hat{\mathbf{x}}$ и $\hat{\boldsymbol{\psi}}$ векторов $\mathbf{x}$ и $\boldsymbol{\psi}$.

Если ОУ нелинейный, то сформулированные выше условия минимума критерия качества $\hat{x}_{n+1} = \hat{I}_1[\mathbf{x}(t_к), t_к]$ являются только необходимыми. Когда же объект управления и измерители линейные, эти условия оказываются не только необходимыми, но и достаточными. Доказательство необходимости и достаточности условий оптимальности при неточных измерениях фазовых координат ОУ можно найти в [44].

**4. Оптимальный контур самонаведения при управлении конечным состоянием линейного управляемого объекта.** Современная теория оптимального управления наиболее детально разработана при условиях, что система управления является линейной и что используется квадратический критерий качества вида (1.5.9). При этих условиях найдены аналитические решения ряда задач синтеза систем управления. Наиболее наглядные и вместе с тем имеющие большое практическое значение результаты получаются при управлении конечным состоянием линейного объекта (терминальная задача), использовании квадратического критерия качества (1.5.9) с исключением из него второго слагаемого и отсутствии ограничений типа (1.5.4) на вектор $\mathbf{u}$. Данная задача, относящаяся целиком к значительной части контуров самонаведения при их упрощенном рассмотрении, формулируется следующим образом.

Имеется объект управления (ОУ), математическая модель которого характеризуется $n$-мерным векторным уравнением состояния

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{x} + \mathbf{C}(t)\mathbf{u} + \boldsymbol{\xi}_x(t), \qquad (1.5.31)$$

где $\mathbf{F}(t)$ и $\mathbf{C}(t)$ — заданные матрицы размера $n \times n$ и $n \times r$ ($r \leqslant n$) соответственно; $\mathbf{x}$ — $n$-мерный вектор фазовых координат ОУ с математическим ожиданием $\mathbf{m}_{x0}$ и дисперсией $\mathbf{D}_{x0}$ в момент начала самонаведения $t_0$; $\boldsymbol{\xi}(t)$ — вектор гауссовых случайных возму-

щений, действующих на ОУ. Матрицы $\mathbf{F}(t)$ и $\mathbf{C}(t)$ в (1.5.31) определяют коэффициенты дифференциальных уравнений.

Предполагается, что $m \leqslant n$ фазовых координат ОУ подлежат измерению, при этом вектор измерений

$$\mathbf{z}(t)=\mathbf{H}(t)\,\mathbf{x}(t)+\xi_{и}(t). \qquad (1.5.32)$$

Здесь $\mathbf{H}(t)$ — заданная матрица размера $m \times n$, а $\xi_{и}(t)$ — $m$-мерный вектор шумов, которые чаще всего считаются белыми гауссовскими шумами с нулевым математическим ожиданием и симметричной корреляционной матрицей $\mathbf{R}_{\xi_и}$.

Вектор $\mathbf{x}_{тт}$ требуемого полезного сигнала $\mathbf{x}$ определяется уравнением [44]

$$\dot{\mathbf{x}}_{тт}=\mathbf{F}(t)\,\mathbf{x}_{тт}. \qquad (1.5.33)$$

Необходимо найти вектор управления $\mathbf{u}$, минимизирующий в момент $t_к$ критерий качества:

$$\hat{I}(\mathbf{x},\ \mathbf{x}_{тт},\ \mathbf{u},\ t_к)=M_{\mathbf{y}}\{[\mathbf{x}(t_к)-\mathbf{x}_{тт}(t_к)]^{т}\,\mathbf{\Gamma}(t_к)\,[\mathbf{x}(t_к)-\mathbf{x}_{тт}(t_к)]+ \\ +\int_{t_0}^{t_к}\mathbf{u}^{т}\,\mathbf{K}^{-1}\,\mathbf{u}\,d\tau\} \qquad (1.5.34)$$

при условиях, что матрица $\mathbf{\Gamma}$ является диагональной и не зависит от времени, на вектор $\mathbf{u}$ ограничения типа (1.5.4)—(1.5.6) не накладываются и время управления $t_к—t_0$ фиксировано. Необходимость знания разности $t_к—t_0$ может приводить к трудностям применения рассматриваемой здесь теории оптимального управления при решении задач по оптимизации контуров самонаведения. Вместе с тем, используя, например, метод кинематического анализа, можно находить приближенные значения $t_к—t_0$ и тем самым преодолевать эти трудности.

Для решения сформулированной задачи будем руководствоваться стохастическим принципом максимума, преобразовав предварительно (1.5.34) путем введения дополнительной $(n+1)$-й координаты в уравнение состояния. Для преобразования (1.5.34) запишем его в следующей равносильной форме без учета на данном этапе операции условного математического ожидания:

$$I(\mathbf{x},\ \mathbf{x}_{тт},\ \mathbf{u},\ t_к)=[\mathbf{x}(t_0)-\mathbf{x}_{тт}(t_0)]^{т}\mathbf{\Gamma}(t_0)\,[\mathbf{x}(t_0)-\mathbf{x}_{тт}(t_0)]+ \\ +\int_{t_0}^{t_к}\{[\dot{\mathbf{x}}(t)-\dot{\mathbf{x}}_{тт}(t)]^{т}\,\mathbf{\Gamma}(t)\,[\mathbf{x}(t)-\mathbf{x}_{тт})]+ \\ +[\mathbf{x}(t)-\mathbf{x}_{тт}(t)]^{т}\mathbf{\Gamma}(t)\,[\dot{\mathbf{x}}(t)-\dot{\mathbf{x}}_{тт}(t)]+\mathbf{u}^{т}(t)\,\mathbf{K}^{-1}\,\mathbf{u}(t)\}\,dt. \qquad (1.5.35)$$

В эквивалентности (1.5.34) и (1.5.35) легко убедиться, если иметь в виду, что первые два слагаемых в подынтегральном выражении (1.5.35) представляют собой производную по времени от

$$[\mathbf{x}(t)-\mathbf{x}_{тт}(t)]^{т}\ \mathbf{\Gamma}(t)\,[\mathbf{x}(t)-\mathbf{x}_{тт}(t)] \quad \text{при } \mathbf{\Gamma}(t)=\text{const}.$$

Далее введем новую скалярную переменную $x_{n+1}(t)$, удовлетворяющую уравнению

$$\dot{x}_{n+1}(t) = 2[\dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{\text{тт}}(t)]^{\text{т}} \boldsymbol{\Gamma} [\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)] + \mathbf{u}^{\text{т}}(t) \mathbf{K}^{-1} \mathbf{u}(t), \tag{1.5.36}$$

где $x_{n+1}(t_0) = 0$. Использование соотношения (1.5.36) объясняется тем, что в силу равенства

$$[\dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{\text{тт}}(t)]^{\text{т}} \boldsymbol{\Gamma} [\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)] =$$
$$= [\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)]^{\text{т}} \boldsymbol{\Gamma} [\dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{\text{тт}}(t)]$$

переменная $x_{n+1}$, зависящая от $\mathbf{u}$, содержится в уравнении (1.5.35), которое теперь принимает следующий вид:

$$I(\mathbf{x}, \mathbf{x}_{\text{тт}}, \mathbf{u}, t_{\text{к}}) = [\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t_0)]^{\text{т}} \boldsymbol{\Gamma} [\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t_0)] + x_{n+1}(t_{\text{к}}). \tag{1.5.37}$$

Отсюда следует, что ввиду независимости первого слагаемого в (1.5.37) от $\mathbf{u}(t)$ необходимо минимизировать условное математическое ожидание $\hat{x}_{n+1}(t_{\text{к}})$ введенной дополнительно фазовой координаты $x_{n+1}$ при наличии вектора измерений $\mathbf{z}(t)$ в интервале времени $t_0 \leqslant t \leqslant t_{\text{к}}$.

Согласно стохастическому принципу максимума при решении задач по определению вектора оптимального управления прежде всего запишем формулу для стохастической функции Гамильтона $H_{\text{г}}$. В соответствии с (1.5.12) находим

$$H_{\text{г}}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\xi}_x, t) = \boldsymbol{\psi}^{\text{т}} \dot{\mathbf{x}} + \psi_{n+1} \dot{x}_{n+1}. \tag{1.5.38}$$

Здесь вектор $\mathbf{x}$ и скаляр $x_{n+1}$ определяются уравнениями (1.5.31) и (1.5.36) соответственно. На основании (1.5.31), (1.5.36) и (1.5.38) получим

$$H_{\text{г}}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\xi}_x, t) = \boldsymbol{\psi}^{\text{т}} [\mathbf{F}(t)\mathbf{x} + \mathbf{C}(t)\mathbf{u} + \boldsymbol{\xi}_x(t)] +$$
$$+ \psi_{n+1} \{2[\mathbf{x}^{\text{т}}(t) \mathbf{F}^{\text{т}}(t) + \mathbf{u}^{\text{т}}(t) \mathbf{C}^{\text{т}}(t) + \boldsymbol{\xi}_x^{\text{т}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{\text{тт}}^{\text{т}}(t)] \boldsymbol{\Gamma} [\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)] +$$
$$+ \mathbf{u}^{\text{т}}(t) \mathbf{K}^{-1} \mathbf{u}(t)\}.$$

Для векторной $\boldsymbol{\psi}$ и скалярной $\psi_{n+1}$ функций в данной задаче на основе (1.5.17) при условии, что матрица $\boldsymbol{\Gamma}$ диагональная, находим

$$\dot{\boldsymbol{\psi}} = -\mathbf{F}^{\text{т}}(t)\boldsymbol{\psi} - \psi_{n+1}\{2\mathbf{F}^{\text{т}}(t)\boldsymbol{\Gamma}[\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)] + 2\boldsymbol{\Gamma}[\dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{\text{тт}}(t)]\}, \tag{1.5.39}$$

$$\dot{\psi}_{n+1} = 0. \tag{1.5.40}$$

Уравнения (1.5.39) и (1.5.40) имеют конечные условия $\boldsymbol{\psi}(t_{\text{к}}) = 0$ и $\psi_{n+1}(t_{\text{к}}) = -1$, вытекающие из (1.5.10) и (1.5.13, а).

Интегрируя уравнение (1.5.40) при $\psi_{n+1}(t_{\text{к}}) = -1$, находим, что $\psi_{n+1}(t) = -1$. При $\psi_{n+1}(t) = -1$ уравнение (1.5.39) принимает вид

$$\dot{\boldsymbol{\psi}} = 2\{\boldsymbol{\Gamma}[\dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{\text{тт}}(t) + \mathbf{F}^{\text{т}}(t)\boldsymbol{\Gamma}[\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)]\} - \mathbf{F}^{\text{т}}(t)\boldsymbol{\psi}. \tag{1.5.41}$$

Отсюда следует, что

$$\frac{1}{2}\dot{\boldsymbol{\psi}} - \boldsymbol{\Gamma}(\dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{\text{тт}}(t)] = -\frac{1}{2}\mathbf{F}^{\text{т}}(t)\boldsymbol{\psi} + \mathbf{F}^{\text{т}}(t)\boldsymbol{\Gamma}[\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)]. \tag{1.5.42}$$

Если ввести новую переменную

$$\mathbf{X}_н = -0{,}5\,\boldsymbol{\psi} + \boldsymbol{\Gamma}\,[\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{тт}(t)], \tag{1.5.43}$$

производная от которой по времени

$$\dot{\mathbf{X}}_н = -0{,}5\,\dot{\boldsymbol{\psi}} + \boldsymbol{\Gamma}\,[\dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\mathbf{x}}_{тт}(t)], \tag{1.5.44}$$

то будем иметь уравнение

$$\dot{\mathbf{X}}_н(t) = -\mathbf{F}^т(t)\,\mathbf{X}_н(t) \tag{1.5.45}$$

при граничном условии

$$\mathbf{X}_н(t_к) = -0{,}5\,\boldsymbol{\psi}(t_к) + \boldsymbol{\Gamma}\,[\mathbf{x}(t_к) - \mathbf{x}_{тт}(t_к)] = \boldsymbol{\Gamma}\,[\mathbf{x}(t_к) - \mathbf{x}_{тт}(t_к)].$$

Выполняя операцию по вычислению условного математического ожидания для функции $H_Г(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\xi}_x, t)$, определяя производную по $\mathbf{u}$ от полученного таким образом соотношения и приравнивая ее нулю, на основании (1.5.38) получаем следующее уравнение, которое позволяет найти вектор оптимального управления $\mathbf{u}$:

$$\bar{\mathbf{C}}^т(t)\,\hat{\boldsymbol{\psi}} - 2\mathbf{C}^т(t)\,\boldsymbol{\Gamma}\,[\hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{x}_{тт}(t)] - 2\,\mathbf{K}^{-1}\mathbf{u} = 0. \tag{1.5.46}$$

Здесь $\hat{\boldsymbol{\psi}}$ и $\hat{\mathbf{x}}(t)$ — оценки векторов $\boldsymbol{\psi}$ и $\mathbf{x}(t)$, т. е. условные математические ожидания этих векторов, вычисленные при заданном векторе измерений $\mathbf{z}(t)$ на интервале времени $t_0 \leqslant t \leqslant t_к$.

Из (1.5.46) следует, что вектор оптимального управления при записи всех функций времени здесь и часто в последующем без учета их аргумента равен

$$\mathbf{u} = -\frac{1}{2}\,\mathbf{K}\mathbf{C}^т\{2\boldsymbol{\Gamma}\,[\hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{x}_{тт}(t)] - \hat{\boldsymbol{\psi}}\} = -\mathbf{K}\mathbf{C}^т\,\hat{\mathbf{X}}_н, \tag{1.5.47}$$

где $\hat{\mathbf{X}}_н$ — условное математическое ожидание вектора $\mathbf{X}_н$, определяемого формулой (1.5.43); при этом вектор $\mathbf{X}_н$ должен вычисляться при известном векторе $\mathbf{z}(t)$ на интервале $t_0 \leqslant t \leqslant t_к$.

Соотношение (1.5.47) показывает возможность определения $\mathbf{u}$ при заданных матрицах $\mathbf{K}$ и $\mathbf{C}$, если известен $\hat{\mathbf{X}}_н$. Для нахождения $\hat{\mathbf{X}}_н$ воспользуемся уравнением (1.5.45), из которого видно, что

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}}_н = -\mathbf{F}^т\,\hat{\mathbf{X}}_н \tag{1.5.48}$$

причем граничное условие $\hat{\mathbf{X}}_н(t_к)$, вытекающее из (1.5.43) при равенстве нулю вектора $\boldsymbol{\psi}(t_к)$, определяется соотношением $\hat{\mathbf{X}}_н(t_к) = \boldsymbol{\Gamma}\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_к)$, где $\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_к) = \hat{\mathbf{x}}(t_к) - \mathbf{x}_{тт}(t_к)$ — условное математическое ожидание ошибки $\Delta\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{тт}(t)$ при $t = t_к$ и заданном векторе измерений $\mathbf{z}(t)$ на интервале $t_0 \leqslant t \leqslant t_к$.

Решение уравнения (1.5.48) отыскивается в виде

$$\hat{\mathbf{X}}_н(t) = \mathbf{g}^т(t_к,\ t)\,\boldsymbol{\Gamma}\,\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_к), \tag{1.5.49}$$

где $\mathbf{g}^т(t_к, t)$ — матрица импульсных характеристик системы, характеризуемой (1.5.48); при этом $\mathbf{g}(t_к, t)$ является матрицей им-

пульсных характеристик системы, математическая модель которой определяется однородным уравнением, получаемым из (1.5.31). Теперь вектор оптимального уравнения

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}\mathbf{C}^{\mathrm{T}}(t)\,\mathbf{g}^{\mathrm{T}}(t_{\text{к}},\ t)\,\Gamma\,\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_{\text{к}}), \tag{1.5.50}$$

Для вычисления $\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_{\text{к}})$ воспользуемся определением ошибки $\Delta\mathbf{x}(t)$ и уравнениями (1.5.31) и (1.5.33). В результате получим уравнение

$$\Delta\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(t)\,\Delta\mathbf{x}(t) + \mathbf{C}(t)\,\mathbf{u}(t) + \boldsymbol{\xi}_x(t) \tag{1.5.51}$$

с начальным условием $\Delta\mathbf{x}(t_0) = \Delta\mathbf{x}_0 = \mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{\text{тт}0}$, где $\mathbf{x}_0$ и $\mathbf{x}_{\text{тт}\,0}$ — векторы $\mathbf{x}$ и $\mathbf{x}_{\text{тт}}$ при $t = t_0$.

Решением уравнения (1.5.51) при $t = t_{\text{к}}$ является вектор

$$\Delta\mathbf{x}(t_{\text{к}}) = \mathbf{g}(t_{\text{к}},\ t)\,\Delta\mathbf{x}(t) + \int_t^{t_{\text{к}}} \mathbf{g}(t_{\text{к}},\ \tau)\,[\mathbf{C}(\tau)\,\mathbf{u}(\tau) + \boldsymbol{\xi}_x(\tau)]\,d\tau. \tag{1.5.52}$$

Определив на основе этого соотношения условное математическое ожидание $\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_{\text{к}})$ при заданном векторе измерений $\mathbf{z}(t)$ на интервале $t_0 \leqslant t \leqslant t_{\text{к}}$, подставив в полученную таким образом формулу найденное из (1.5.50) условное математическое ожидание вектора $\mathbf{u}$ при том же значении $\mathbf{z}(t)$ и считая, что условное математическое ожидание вектора случайных возмущений $\boldsymbol{\xi}_x$ равно нулю, получаем

$$\left\{\mathbf{I} + \int_t^{t_{\text{к}}} \mathbf{g}(t_{\text{к}},\ \tau)\,\mathbf{C}(\tau)\,\mathbf{K}\mathbf{C}^{\mathrm{T}}(\tau)\,\mathbf{g}^{\mathrm{T}}(t_{\text{к}},\ \tau)\,\Gamma\,d\tau\right\}\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_{\text{к}}) = \mathbf{g}(t_{\text{к}},\ t)\,\Delta\hat{\mathbf{x}}(t), \tag{1.5.53}$$

где $\mathbf{I}$ — единичная матрица.

Если теперь из (1.5.53) найти значение $\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_{\text{к}})$ и подставить его в (1.5.50), то получим следующую окончательную формулу для определения вектора оптимального управления [44]:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{C}^{\mathrm{T}}\,\mathbf{g}_0(t_{\text{к}},\ t)\,[\hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)], \tag{1.5.54}$$

где матрица

$$\mathbf{g}_0(t_{\text{к}},\ t) = \mathbf{g}^{\mathrm{T}}(t_{\text{к}},\ t)\,\Gamma\left\{\mathbf{I} + \int_t^{t_{\text{к}}} \mathbf{g}(t_{\text{к}},\ \tau)\,\mathbf{C}(\tau)\,\mathbf{K}\mathbf{C}^{\mathrm{T}}(\tau)\,\mathbf{g}^{\mathrm{T}}(t_{\text{к}}\,\tau)\,\Gamma\,d\tau\right\}^{-1}\mathbf{g}(t_{\text{к}},\ t). \tag{1.5.55}$$

Формула (1.5.54) позволяет вычислять вектор оптимального управления $\mathbf{u}$, если заданы матрицы $\mathbf{K}$, $\Gamma$, $\mathbf{C}$ и вектор $\mathbf{x}_{\text{тт}}$, определена на основе уравнения (1.5.31) при $\mathbf{u} = 0$ и $\boldsymbol{\xi}_x = 0$ матрица импульсных характеристик системы (фундаментальная матрица) $\mathbf{g}(t_{\text{к}},\ t)$ и найден вектор $\hat{\mathbf{x}}(t)$.

Поскольку уравнения состояния и измерений линейные, для определения $\hat{\mathbf{x}}(t)$ можно использовать теорию оптимальной линейной

фильтрации и, в частности, ее продуктивное направление — оптимальную фильтрацию в пространстве состояний, именуемую также калмановской фильтрацией.

В соответствии с этой теорией, дающей текущую оценку по критерию минимума СКО, для уравнений (1.5.31) и (1.5.32), в которых $\xi_x(t)$ и $\xi_и(t)$ — $n$-мерный и $m$-мерный векторы гауссовских белых шумов с нулевыми математическими ожиданиями и положительно определенными симметричными корреляционными матрицами $\mathbf{R}_{\xi x}(\tau)=\frac{1}{2}\mathbf{G}_{\xi x}\delta(\tau)$ и $\mathbf{R}_{\xi и}(\tau)=\frac{1}{2}G_{\xi и}\delta(\tau)$, где $\mathbf{G}_{\xi x}$ и $G_{\xi и}$ — матрицы односторонних спектральных плотностей для векторов шумов $\xi_x$ и $\xi_и$, уравнение оптимальной фильтрации имеет следующий вид [100]:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}=\mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{k}_ф\{\mathbf{z}-\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\}+\mathbf{C}\mathbf{u}. \qquad (1.5.56)$$

Здесь матрица коэффициентов усиления (матричный коэффициент усиления)

$$\mathbf{k}_ф=2\mathbf{D}_{\Delta x}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{G}^{-1}_{\xi и}, \qquad (1.5.57)$$

где симметричная матрица $\mathbf{D}_{\Delta x}$ дисперсий ошибок фильтрации вектора $\mathbf{x}$ определяется матричным уравнением Риккати:

$$\dot{\mathbf{D}}_{\Delta x}=\mathbf{F}\mathbf{D}_{\Delta x}+\mathbf{D}_{\Delta x}\mathbf{F}^{\mathrm{T}}-2\mathbf{D}_{\Delta x}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{G}^{-1}_{\xi и}\mathbf{H}\mathbf{D}_{\Delta x}+\frac{1}{2}\mathbf{G}_{\xi x}. \qquad (1.5.58)$$

Начальными условиями для уравнений (1.5.56) и (1.5.58) являются: $\hat{\mathbf{x}}(t_0)=\mathbf{m}_{x0}$ и $\mathbf{D}_{\Delta x}(t_0)=\mathbf{D}_{x0}$.

На основании уравнений (1.5.31), (1.5.32), (1.5.54) и (1.5.56) получается представленная на рис. 1.7 структурная схема оптимального контура самонаведения.

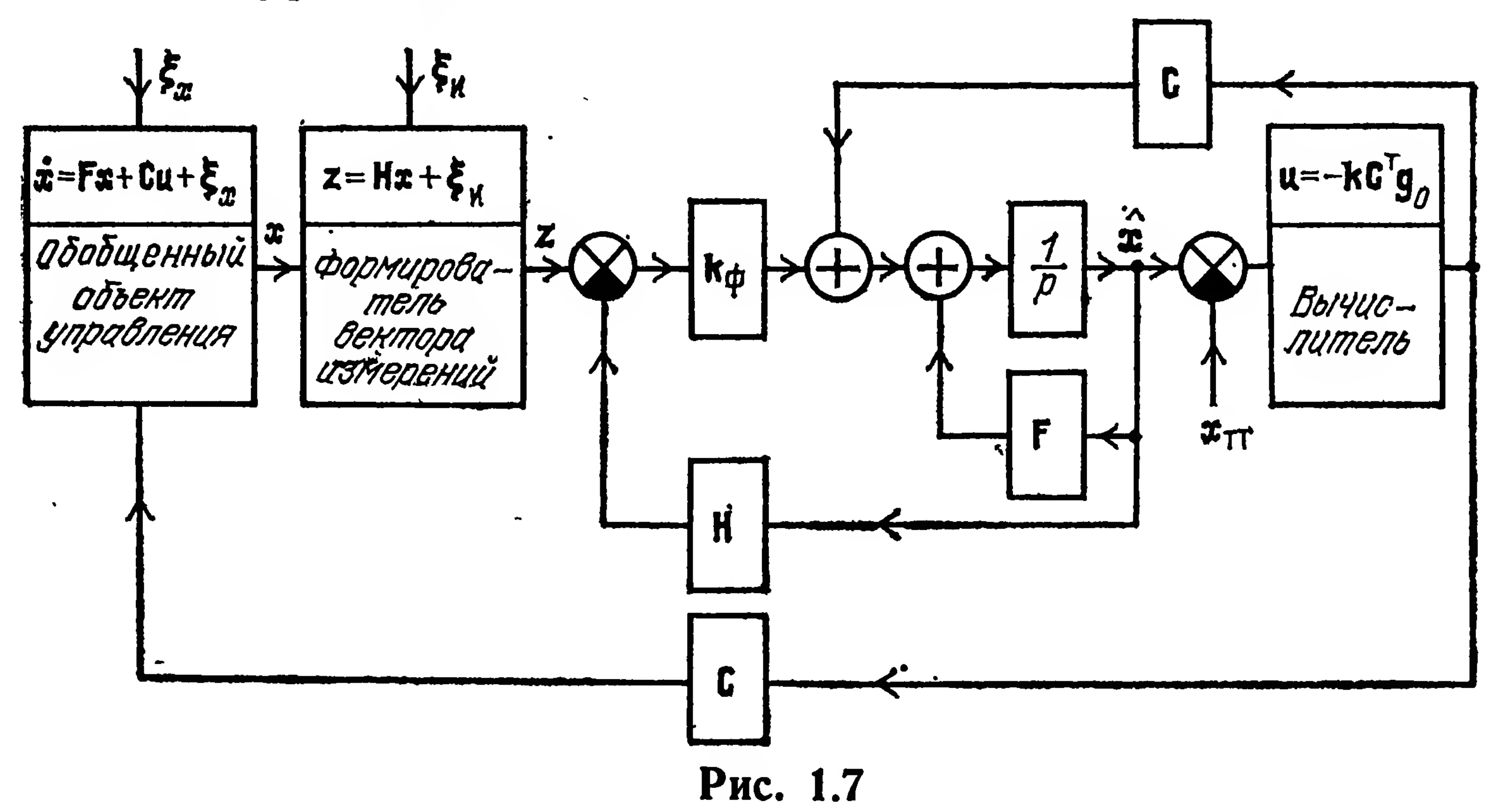


Рис. 1.7

Сравнение рис. 1.4 и 1.7 показывает, что по наименованию устройств и подсистем неоптимальный и оптимальный контуры самонаведения аналогичны, если иметь в виду, что кинематическое звено и инерционные элементы управляющего устройства на рис. 1.7 считаются включеными в состав обобщенного объекта управления.

Однако структура, решаемые формульные зависимости, взаимные связи подсистем и основные технические характеристики неоптимального и оптимального контуров различны.

Формирователь вектора измерения на рис. 1.7 представляет собой совокупность безынерционных измерителей или отображает процесс получения вектора $\mathbf{z}$, составляющие которого подлежат измерениям инерционными устройствами.

Важный для практики вывод, вытекающий из рис. 1.7 и определяющих его уравнений, состоит в том, что при линейном объекте управления и критерии качества (1.5.34) допускается раздельная оптимизация измерительной подсистемы и вычислителя (регулятора).

Если при исходных данных (1.5.31)—(1.5.34) на вектор $\mathbf{u}$ накладываются ограничения типа (1.5.4), то, как и при отсутствии ограничений, получаются та же стохастическая функция Гамильтона и вспомогательные функции $\psi$ и $\psi_{n+1}$. В силу этого вектор оптимального управления $\mathbf{u}$ будет определяться формулой (1.5.47), но при условии, что максимум функции $H_г$ получается внутри $r$-мерного параллелепипеда со сторонами $U_i$ ($i=1, 2, ..., r$). В случае, когда максимум функции имеет место вне этого параллелепипеда, составляющие $u_i$ ($i=1, 2, ..., r$) вектора $\mathbf{u}$ должны быть $-U_i$ при $\hat{X}_i>0$ и $+U_i$ при $\hat{X}_i<0$ [44]. Точное определение вектора $\mathbf{X}_н$ в данной задаче оказывается невозможным. Однако, применяя принцип статистической линеаризации [44], можно найти аналитически приближенную формулу для $\hat{\mathbf{X}}_н$ и, следовательно, отыскать вектор $\mathbf{u}$. В [44] показано, что и в данном случае вектор $\mathbf{u}$ оказывается детерминированной функцией текущей оценки $\hat{\mathbf{x}}(t)$ состояния ОУ, которая может быть вычислена с помощью уравнений (1.5.56)—(1.5.58).

В процессе нахождения вектора $\mathbf{u}$ при управлении конечным состоянием линейного объекта (1.5.31), уравнении измерений (1.5.32) и критерии качества (1.5.9) без исключения из него второго слагаемого в соответствии со стохастическим принципом максимума также приходим к формуле (1.5.47), где $\hat{\mathbf{X}}_н$ определяется уравнением [44]

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}}_н = -\mathbf{F}^т \hat{\mathbf{X}}_н - \mathbf{L}\Delta\hat{\mathbf{x}} \qquad (1.5.59)$$

с тем же граничным условием, что и для уравнения (1.5.48). Обычно решение для $\hat{\mathbf{X}}_н$ отыскивается в виде

$$\hat{\mathbf{X}}_н = \mathbf{P}\Delta\hat{\mathbf{x}}, \qquad (1.5.60)$$

где матрица $\mathbf{P}$, зависящая в общем случае от времени, подлежит определению. Подставив решение (1.5.60) в (1.5.59) и учитывая уравнение (1.5.51) и соотношение (1.5.47), после приведения подобных членов находим

$$[\dot{\mathbf{P}} + \mathbf{PF} - \mathbf{PCKC}^т\mathbf{P} + \mathbf{L} + \mathbf{F}^т\mathbf{P}]\Delta\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{P}\hat{\xi}_x = 0. \qquad (1.5.61)$$

На основании (1.5.61) необходимо вычислить матрицу $\mathbf{P}$. Если воспользоваться уравнением (1.5.61) непосредственно, то $\mathbf{P}$ будет зависеть от вектора измерений $\mathbf{z}$. На практике стремятся избежать этой зависимости, для чего (1.5.61) осредняют по всем возможным значениям составляющих вектора $\mathbf{z}$. При таком осреднении получаются безусловные математические ожидания для векторов $\hat{\xi}_x$ и $\Delta\hat{\mathbf{x}}$. Обозначим $\Delta\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{m}_{\Delta x}$. Обычно можно считать, что безусловное математическое ожидание вектора случайных возмущений $\xi_x$ на ОУ равно нулю. При этих условиях для определения матрицы $\mathbf{P}$ на основе (1.5.61) получаем уравнение

$$(\dot{\mathbf{P}} + \mathbf{PF} + \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{P} - \mathbf{PCKC}^{\mathrm{T}}\mathbf{P} + \mathbf{L})\,\mathbf{m}_{\Delta x} = 0.$$

Поскольку данное уравнение должно удовлетворяться при любом векторе $\mathbf{m}_{\Delta x}$, вычисление матрицы $\mathbf{P}$ нужно осуществлять с помощью уравнения

$$\dot{\mathbf{P}} = -\mathbf{PF} - \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\mathbf{P} + \mathbf{PCKC}^{\mathrm{T}}\mathbf{P} - \mathbf{L}, \tag{1.5.62}$$

называемого матричным уравнением Риккати.

Чтобы найти значение $\mathbf{P}(t_{\text{к}})$ матрицы $\mathbf{P}$ в момент времени $t = t_{\text{к}}$, которое является граничным условием уравнения (1.5.62), воспользуемся уравнениями (1.5.59) и (1.5.60), для которых $\hat{\mathbf{X}}_{\text{н}}(t_{\text{к}}) = \mathbf{\Gamma}\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_{\text{к}})$ и $\hat{\mathbf{X}}_{\text{н}}(t_{\text{к}}) = \mathbf{P}(t_{\text{к}})\Delta\hat{\mathbf{x}}(t_{\text{к}})$ соответственно. Отсюда получаем

$$\mathbf{P}(t_{\text{к}}) = \mathbf{\Gamma}. \tag{1.5.63}$$

В теории оптимального управления доказывается (см., например, [44]), что матрица $\mathbf{P}$ является симметричной.

Чтобы на основе (1.5.47) и (1.5.59) получить окончательную формулу для вектора оптимального управления $\mathbf{u}$, нужно решить уравнение (1.5.62) при наличии или отсутствии ограничения вида (1.5.4) на вектор $\mathbf{u}$ и найти текущую оценку $\hat{\mathbf{x}}(t)$ вектора состояния $\mathbf{x}(t)$, входящую в разность $\Delta\hat{\mathbf{x}}(t) = \hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)$. При этом должно предполагаться, что вектор $\mathbf{x}_{\text{тт}}(t)$ является известным. Заменив в (1.5.47) вектор $\hat{\mathbf{X}}_{\text{н}}$ с помощью (1.5.60) и учитывая определение $\Delta\hat{\mathbf{x}}(t)$, будем иметь (при отсутствии ограничений вида (1.5.4) на вектор $\mathbf{u}$)

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{KC}^{\mathrm{T}}(t)\,\mathbf{P}(t)\,[\hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{x}_{\text{тт}}(t)]. \tag{1.5.64}$$

Из формулы (1.5.64) видно, что $\mathbf{u}(t)$ является линейной детерминированной функцией оценки $\hat{\mathbf{x}}(t)$ в текущий момент времени. В силу этого, как и в случае критерия (1.5.34), при определении оптимального контура самонаведения имеется возможность раздельно оптимизировать его измерительные (информационные) устройства и вычислитель составляющих вектора $\mathbf{u}$. Аналогичное суждение о возможности разделения информационного устройства

и вычислителя получается при линейном объекте и квадратичном критерии обобщенной работы; когда вектор оптимального управления при $\mathbf{x}_{\text{тт}}=0$ определяется соотношением [44, 47]

$$\mathbf{u}=-\mathbf{KC}(t)\,\mathbf{\Gamma}_1(t)\,\hat{\mathbf{x}}(t). \qquad (1.5.65)$$

Сравнение (1.5.64) при $\mathbf{x}_{\text{тт}}(t)=0$ и (1.5.65) показывает их различие лишь в матрицах $\mathbf{P}(t)$ и $\mathbf{\Gamma}_1(t)$. Для вычисления матрицы $\mathbf{\Gamma}_1(t)$ используется уравнение [44, 47]

$$\dot{\mathbf{\Gamma}}_1(t)+\mathbf{F}^{\text{т}}\mathbf{\Gamma}_1(t)+\mathbf{\Gamma}_1(t)\,\mathbf{F}+\mathbf{L}=0 \qquad (1.5.66)$$

с граничным условием $\mathbf{\Gamma}_1(t_{\text{к}})=\mathbf{\Gamma}(t_{\text{к}})$, где $\mathbf{\Gamma}(t_{\text{к}})$ — матрица, входящая в формулу (1.5.9).

Уравнение (1.5.66) является линейным, в то время как матрица $\mathbf{P}(t)$ определяется нелинейным матричным уравнением Риккати.

Аналитическое решение уравнения (1.5.66), удовлетворяющее граничному условию $\mathbf{\Gamma}_1(t_{\text{к}})=\mathbf{\Gamma}(t_{\text{к}})$, имеет следующий вид [44]:

$$\mathbf{\Gamma}_1(t)=\mathbf{g}^{\text{т}}(t_{\text{к}},\ t)\,\mathbf{\Gamma}(t_{\text{к}})\,\mathbf{g}(t_{\text{к}},\ t)+\int\limits_t^{t_{\text{к}}}\mathbf{g}^{\text{т}}(\tau,\ t)\,\mathbf{L}(\tau)\,\mathbf{g}(\tau,\ t)\,d\tau.$$

Для оптимизации систем, решающих задачи нетерминального управления, при котором минимизируются ошибки и оптимизируются переходные процессы для текущего момента времени, можно воспользоваться материалами, содержащимися в [44, 47].

**5. Теорема разделения и особенности синтеза контуров радиоэлектронных систем самонаведения.** При рассмотрении задачи синтеза применительно к линейным объектам управления (ОУ) отмечалась возможность раздельной оптимизации устройств текущей оценки фазовых координат ОУ и вычислителя вектора $\mathbf{u}$.

Теоретически возможность раздельной оптимизации указанных устройств при квадратичном критерии качества (1.5.9) и квадратичном критерии обобщенной работы основывается на теореме разделения, называемой также теоремой статистической эквивалентности. Сущность этой теоремы сводится к следующему [44, 47]. Если математическая модель ОУ определяется уравнением (1.5.31), а уравнение наблюдения (измерений) имеет вид (1.5.32), то при отмеченных выше квадратичных критериях качества и гауссовских случайных сигналах и помехах система, оптимальная в смысле минимума этих критериев, состоит из оптимального линейного фильтра, необходимого для получения текущей оценки вектора состояния, и детерминированного оптимального вычислителя, именуемого также регулятором, который формирует все компоненты вектора $\mathbf{u}$ оптимального управления. При этом фильтрация (определение текущей оценки) вектора $\mathbf{x}(t)$ должна производиться в соответствии с уравнениями (1.5.56)—(1.5.58), а вектор $\mathbf{u}$ необходимо вычислять по формулам (1.5.54) и (1.5.55) при использовании критерия качества (1.5.9), если матрица $\mathbf{L}=0$, и по формулам (1.5.47), (1.5.60) и (1.5.62) при том же критерии качества (1.5.9),

но для случая, когда матрица $\mathbf{L} \neq 0$. Применение квадратичного критерия обобщенной работы требует вычисления вектора оптимального управления $\mathbf{u}$ по формуле (1.5.65), для практической реализации которой нужно решить матричное линейное дифференциальное уравнение (1.5.66).

Если ОУ характеризуется нелинейной динамической моделью или измерители фазовых координат ОУ нелинейные, то сформулированная выше теорема разделения в общем случае несправедлива. Однако при достаточно точных измерениях фазовых координат ОУ, когда условное распределение вероятностей для $\hat{\mathbf{x}}$ при всевозможных случайных значениях вектора измерений $\mathbf{z}$ близко к $\delta$-распределению $\delta(\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}})$, оптимальная измерительно-вычислительная подсистема приближенно разделяется на оптимальные измерительные и вычислительные устройства [47]. При этом текущая оптимальная оценка $\hat{\mathbf{x}}$ вектора состояния $\mathbf{x}$ определяется нелинейным фильтром Калмана. На практике достаточно точные измерения фазовых координат нередко являются типичными. Поэтому теорему разделения для систем с нелинейными объектами управления и нелинейными измерителями также можно применять при решении прикладных задач.

Теорема разделения играет фундаментальную роль как при теоретических исследованиях, так и при технической реализации подсистем и устройств оптимальных систем вообще и оптимальных радиоэлектронных систем в частности. Ценность этой теоремы состоит в том, что она позволяет раздельно синтезировать измерители и вычислители, если известны векторное уравнение состояния и векторное уравнение измерений.

Знание уравнения состояния для обобщенного ОУ дает возможность выявлять координаты его движения относительно цели и их производные по времени, подлежащие измерению радиоэлектронными устройствами. В зависимости от системы координат, в которой записываются уравнения состояния ОУ, измеряемые координаты и их производные могут определяться непосредственно по виду уравнения состояния или после дополнительных преобразований. Иллюстрацией к сказанному являются задачи, рассматриваемые в гл. 2.

Даваемые современной теорией оптимального управления подходы к научному определению вида и количества измеряемых координат и их производных по времени, а также возможность синтезировать устройства фильтрации фазовых координат ОУ независимо от остальных подсистем и устройств характеризуют с точки зрения радиоспециалистов первое весьма важное положительное свойство этой теории. Не менее существенно и второе ее свойство, вытекающее из того, что при синтезе регулятора (вычислителя) устанавливаются зависимости между составляющими вектора оптимального управления $\mathbf{u}$ и оптимальными текущими оценками фазовых координат УО, представляющими собой выходные

сигналы оптимальных устройств фильтрации информационного устройства. На основе этих зависимостей, куда составляющие вектора **х** входят с различными весовыми коэффициентами, можно объективно обосновать требования к точности работы всех используемых измерителей. При этом нужно иметь в виду, что общая среднеквадратическая ошибка управления не может быть меньше аналогичной ошибки управления, если учитываются лишь погрешности измерителей.

Далее нужно отметить, что использование современной теории оптимального управления, сглаживания, прогнозирования и оптимальной фильтрации позволяет уменьшить уровень динамических и помеховых ошибок при заданных траекториях движения цели, на которую наводится УО, и при заданных интенсивностях полезных сигналов и помех соответственно. Кроме того, на базе теории оптимальной фильтрации можно оценивать не измеряемые непосредственно параметры и прогнозировать поведение УО, благодаря чему контур самонаведения может работать в режиме памяти.

Вместе с тем современная теория оптимального управления не дает рекомендаций для решения всех проблем, стоящих на пути проектирования радиоэлектронных информационно-вычислительных подсистем. Дело в том, что радиоэлектронные устройства, прежде чем автоматически или полуавтоматически измерять координаты движения УО относительно цели и их производные по времени, должны обнаружить сигналы, поступающие от цели, разрешить цели, если их несколько в поле зрения радиоэлектронного устройства, и быть способными работать в условиях действия не только естественных, но и специально организованных помех. Поэтому при синтезе контуров радиоэлектронных систем самонаведения, наряду с рассмотренной выше современной теорией оптимального управления, необходимо использовать теории оптимального обнаружения целей и их разрешения, а также теорию оптимального измерения (сглаживания, фильтрации и прогнозирования) координат движения цели относительно УО и их производных по времени. Кроме того, необходимо опираться на теорию и методы оптимальной защиты радиоэлектронных устройств от помех. В современных условиях все эти теории, и особенно теория оптимального обнаружения, разрешения и измерения развиты достаточно глубоко и уже приносят ценные практические результаты [19, 38, 40, 100, 119]. Меньших успехов добилась теория защиты от помех, что связано со значительной сложностью проблемы помехозащиты. Однако несмотря на это, к настоящему времени уже имеются работы по оптимальному обнаружению сигналов в условиях наличия активных шумовых помех [112], оптимальной селекции движущихся целей на фоне отражений от подстилающей поверхности и облаков пассивных помех, а также по компенсации помех, источники которых не совмещены с целью, сопровождаемой радиоэлектронным измерителем [38, 40, 111, 112].

Характерное при решении задач оптимизации устройств и систем состоит в том, что требуется знание достаточно большого ко-

личества априорной информации (математическая модель ОУ и статистические характеристики шумов, действующих на ОУ и измерители его фазовых координат), которая считается неизменной или изменяющейся известным образом в процессе работы синтезированной системы самонаведения. В реальных условиях это обычно не выполняется. Так, при наведении самолетов и ракет их масса, скоростной напор и другие параметры не остаются постоянными, что приводит к изменению коэффициентов в уравнении состояния. Изменяются также и параметры помеховых сигналов. Вследствие этого систему самонаведения приходится дополнять устройствами, обеспечивающими автоматическую корректировку всех исходных математических моделей. При наличии таких устройств получается адаптивная система управления. Проблема разработки методов и средств получения математической модели для нестационарной динамической системы и ее оптимизации при неполной априорной информации решается самостоятельным научным направлением, именуемым идентификацией [92, 101].

# ГЛАВА ВТОРАЯ

# *Методы наведения самолетов и ракет и алгоритмы траекторного управления ими*

## 2.1. Методы наведения самолетов и алгоритмы траекторного управления ими

**1. Общая характеристика методов наведения.** Зависимость параметра управления (рассогласования) $\Delta$ для каждого отдельного канала управления от параметров, характеризующих взаимное перемещение цели и самолета в процессе его самонаведения, называется уравнением рассогласования. Это уравнение именуют также алгоритмом траекторного управления. Если параметр управления равен нулю, то уравнение рассогласования переходит в уравнение идеальной связи $\Delta=0$. Каждому уравнению рассогласования и вытекающему из него уравнению идеальной связи соответствует вполне определенный метод наведения самолета.

Если в течение всего времени полета самолет движется точно по траектории, для которой справедливы уравнения идеальной связи для каналов бокового и продольного движений самолета, то говорят, что осуществляется идеальное наведение, а получающаяся при этом траектория именуется опорной или идеальной. Поскольку метод наведения характеризует некоторую группу опорных траекторий, зависящих от характера движения цели, метод наведения определяют так же, как способ задания опорных траекторий. На выбор того или иного метода наведения из числа тех-

нически реализуемых влияют тип поражаемой цели и характер ее движения, а также вид применяемого оружия.

Современные истребители могут поражать воздушные цели самонаводящимися ракетами, неуправляемыми ракетами и снарядами авиационной пушки. Если истребитель атакует воздушную цель самонаводящейся ракетой, то выбор метода его наведения связан с тем, может ли перемещаться относительно ракеты при ее нахождении на подвеске чувствительный элемент головки самонаведения (ГСН), содержащий в зависимости от типа ГСН антенну либо оптико-электронную систему.

Когда чувствительный элемент ГСН неподвижный, он ориентируется по продольной оси ракеты. ГСН с неподвижным чувствительным элементом может «видеть» цель в пределах небольшого телесного угла, биссектрисой которого является приближенно продольная ось самолета. В такой ситуации ГСН способна захватить цель на автосопровождение лишь при условии, что реализуется метод прямого наведения. При этом методе, который применительно к самолетам называют часто методом наведения по кривой погони, требуется совмещать в течение всего времени самонаведения продольную ось самолета с линией визирования, проходящей через истребитель и цель.

Если чувствительный элемент ГСН подвижный при нахождении ракеты на подвеске, то его ось по сигналам информационно-вычислительной подсистемы самолета следит за направлением на цель. В таких условиях захват цели на автосопрождение головкой самонаведения может происходить в достаточно широком секторе углов относительно продольной оси самолета и появляется возможность наводить его в упрежденную точку встречи. При этом наведение самолета целесообразно организовывать так, чтобы он вместе с подвешенной ракетой, а затем и ракета после ее пуска перемещались прямолинейно, если цель не изменяет параметров своего движения. Из сказанного следует, что самолет в процессе самонаведения летит в точку встречи ракеты с целью.

К прямолинейной опорной траектории при принятой гипотезе о прямолинейном и равномерном движении цели приводит метод наведения самолета в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи [15]. Для метода наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи характерны расчеты углов упреждения $\varphi^*_{\text{гт}}$ и $\varphi^*_{\text{вт}}$ для плоскостей бокового и продольного движений самолета, т. е. углов между проекциями линии визирования и требуемых направлений вектора $\mathbf{v}_{\text{т}}$ воздушной скорости самолета на плоскости его бокового и продольного движений. В процессе самонаведения производится совмещение фактического и требуемого направлений векторов воздушной скорости самолета.

Когда используются неуправляемые ракеты и стрелково-пушечное вооружение для поражения воздушных целей, самолет также наводится в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи. Однако при определении угла $\varphi^*_{\text{вт}}$ учитывается дополнительно снижение снаряда и неуправляемой ракеты за время их полета. Это сниже-

ние обусловливается тем, что из-за отсутствия управляющих сигналов сила тяжести неуправляемых средств поражения не компенсируется полностью в процессе их движения.

На выбор метода наведения самолетов, вооруженных ракетами класса «воздух—поверхность», существенное влияние оказывают маневренные возможности ракет. Если ракеты имеют малую маневренность, то траекторное управление самолетами по курсу на этапе самонаведения, предшествующем пуску ракет, производится в соответствии с методом прямого наведения. Высота самолета на этом этапе выдерживается обычно постоянной [66]. Достоинство метода прямого наведения самолета состоит в том, что ракета после пуска не должна совершать значительного маневра в горизонтальной плоскости. Однако необходимость сближать самолет с целью в процессе подготовки ракет к пуску снижает безопасность его успешного выхода из атаки.

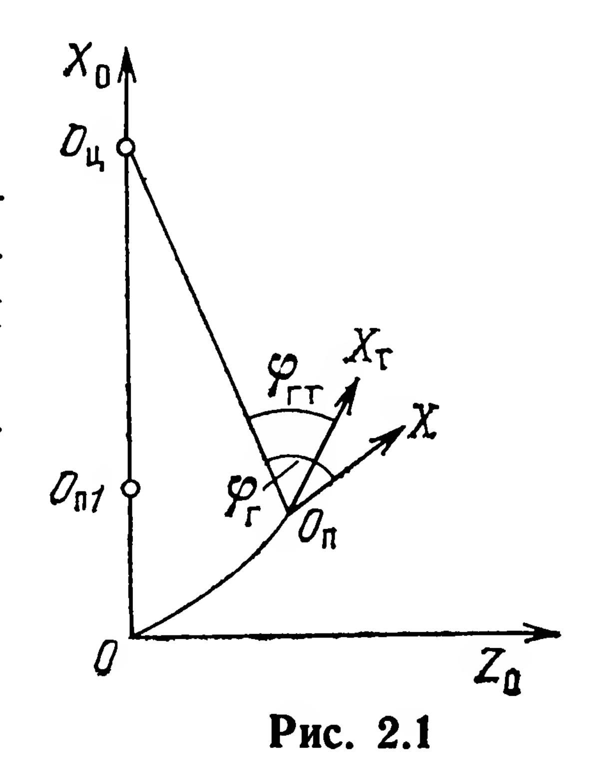


**Рис. 2.1**

При достаточной маневренности применяемых ракет допустимо самонаведение самолета с постоянным или изменяющимся по программе бортовым углом пеленга $\varphi_{гт}$. Для иллюстрации сказанного на рис. 2.1 показана траектория $OO_п$ движения самолета из точки $O$, характеризующей начало горизонтально-ортодромической системы координат $OX_0Z_0$, до точки $O_п$, в которой осуществляется пуск ракеты. Ось $OX_0$ этой системы координат направлена в сторону цели $O_ц$. В процессе самонаведения требуется обеспечивать равенство углов $\varphi_{гт}$ и $\varphi_г$, которые характеризуют требуемое $O_пX_т$ и фактическое $O_пX$ направления продольной оси самолета в горизонтальной плоскости относительно линии визирования.

Если бы управление самолетом осуществлялось в соответствии с методом прямого наведения, то пуск ракеты при одинаковом времени ее подготовки произошел не в точке $O_п$, а в точке $O_{п1}$, которая расположена ближе к цели. При этом предполагается, что подготовка ракеты к пуску как при методе прямого наведения, так и при наведении с углом упреждения $\varphi_{гт} \neq 0$ начинается в тот момент времени, когда самолет находится в точке $O$. При $\varphi_{гт} \neq 0$ ракета после пуска должна совершать маневр, затрачивая часть энергоресурса для выхода на опорную траекторию.

Для траекторного управления самолетом по курсу и тангажу при пуске неуправляемых ракет класса «воздух — поверхность» и при стрельбе из пушки, неподвижной относительно самолета, используются такие же методы наведения, как и при действии аналогичными средствами поражения по воздушным целям.

Когда применяются ракеты с активными и пассивными ГСН, а также ракеты с автономными системами управления и неуправляемые средства поражения, самонаведение самолета прекращается сразу же после применения оружия. При командном радио-

управлении средствами поражения, управлении ими по радиолучу и при полуактивном самонаведении ракет самолет продолжает самонаведение до момента поражения цели или окончания безопасной дистанции сближения с нею. Если осуществляется командное радиоуправление ракетой, то самолет должен лететь так, чтобы имелась возможность контроля за движением цели и ракеты. При полуактивном самонаведении ракеты аппаратура самолета должна обеспечивать подсвет цели сигналами, необходимыми для функционирования ГСН. Наведение ракеты по радиолучу требует автосопровождения цели радиолокационной станцией (РЛС) самолета и такой траектории полета, при которой ракета надежно следит за положением равносигнального направления РЛС в пространстве.

**2. Алгоритмы траекторного управления при методах прямого наведения и наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи.**

а) Метод прямого наведения при ручном управлении самолетом. Параметрами управления (рассогласования) $\Delta_{прг}$ и $\Delta_{прв}$ самолетом для каналов бокового и продольного движений являются углы $\varphi_г$ и $\varphi_в$, которые образуют две взаимно-перпендикулярные проекции угла между продольной осью самолета и линией визирования на плоскости, в которых осуществляется управление им по курсу и тангажу. Поэтому траекторное ручное управление осуществляется в соответствии со следующими алгоритмами (уравнениями рассогласования):

$$\Delta_{прг} = \varphi_г, \quad (2.1.1)$$

$$\Delta_{прв} = \varphi_в. \quad (2.1.2)$$

В ряде случаев для обеспечения более удобной индикации параметров рассогласования в правые части уравнений (2.1.1) и (2.1.2) вводится масштабный множитель $k_{пм}$.

Основное достоинство метода прямого наведения состоит в сравнительной простоте получения необходимых сигналов рассогласования, поскольку при этом требуется измерять лишь углы $\varphi_г$ и $\varphi_в$. Для измерения углов $\varphi_г$ и $\varphi_в$ пригодны угломерные устройства РЛС, теплопеленгаторы и т. п.

Наиболее существенный недостаток метода прямого наведения связан с отсутствием упреждения вектора скорости самолета относительно линии визирования. На рис. 2.2 показаны геометрические соотношения, характеризующие процесс идеального наведения самолета в горизонтальной плоскости при отсутствии скольжения, когда вектор воздушной скорости $\mathbf{v}_с$ самолета совпадает по направлению с его продольной осью. При анализе относительного движения самолета $O$ и цели $O_ц$ последнюю целесообразно остановить, а самолет полагать движущимся с относительной скоростью $\mathbf{v}_о = \mathbf{v}_с - \mathbf{v}_ц$.

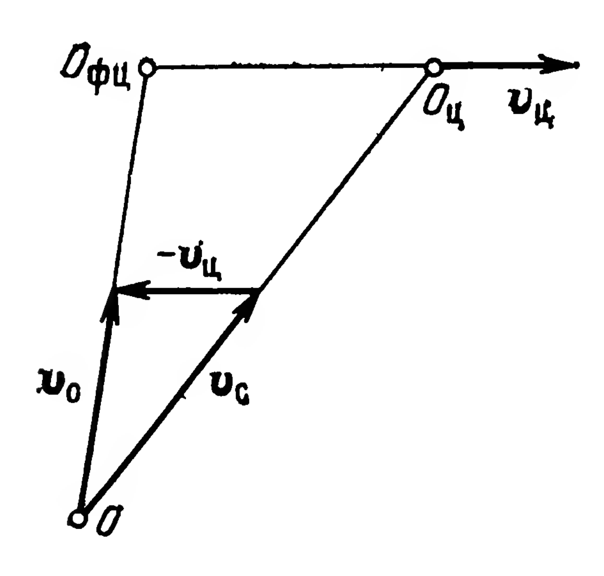


Рис. 2.2

Из рис. 2.2 видно, что даже при идеальном наведении самолет летит в точку $O_{фц}$, соответствующую фиктивной цели и расположенную позади фактической цели $O_ц$. Поэтому самолет будет подходить к цели всегда с задней полусферы. Кроме того, отставание вектора $\mathbf{v}_0$ от направления на цель приводит к существенному искривлению траектории самолета при атаках цели под большими ракурсами. Из сказанного следует, что метод прямого наведения может считаться приемлемым при самонаведении самолетов на неподвижные и малоподвижные цели, а также на быстроперемещающиеся цели, но лишь при атаках их на догонных или близких к ним курсах.

б) Метод наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи при ручном управлении самолетом. Параметрами рассогласования $\Delta_{нг}$ и $\Delta_{нв}$ при методе наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи и ручном управлении самолетом являются

$$\Delta_{нг}=k_{нм}\left(\varphi_г^*-\varphi_{гт}^*\right), \qquad (2.1.3)$$

$$\Delta_{нв}=k_{нм}\left(\varphi_в^*-\varphi_{вт}^*\right). \qquad (2.1.4)$$

Здесь $\varphi_г^*$ и $\varphi_в^*$ — фактические углы между линией визирования и вектором воздушной скорости самолета в плоскостях его продольного и бокового движений, а $k_{нм}$ — масштабный множитель, играющий ту же роль, что и $k_{пм}$ при методе прямого наведения.

Если для поражения цели применяется стабилизированная по крену ракета с полуактивной радиолокационной головкой самонаведения (РГС), то для согласования плоскостей поляризации сигналов, формируемых станцией подсвета цели при эволюции самолета по крену и воспринимаемых РГС после их отражения от цели, приходится стабилизировать в пространстве оси измерительной системы координат самолетной РЛС. В таких условиях, которые будут иметься в виду при последующем изложении, углы $\varphi_г^*$ и $\varphi_{гт}^*$ определяются в горизонтальной плоскости, а углы $\varphi_в^*$ и $\varphi_{вт}^*$ — в вертикальной плоскости.

Для нахождения угла $\varphi_{гт}^*$ при предположении, что цель и самолет движутся на одинаковой высоте, рассмотрим треугольник наведения $OO_цO_{тв}$ самолета и его самонаводящейся ракеты в горизонтальной плоскости (рис. 2.3). На рис. 2.3 точками $O$, $O_ц$ и $O_{тв}$ обозначены положения самолета, цели и упрежденной точки встречи соответственно в текущий момент времени. При этом вводится гипотеза о прямолинейном и равномерном движении цели, а также считается, что самолет и ракета (после ее пуска) движутся равномерно.

В процессе идеального самонаведения самолет вместе с ракетой перемещается прямолинейно в направлении $OO_{тв}$ до точки $O_{тп}$ пуска ракеты. Ракета после пуска летит в том же направлении до точки $O_{тв}$. Когда ракета достигает точки $O_{тв}$, самолет будет находиться в точке $O_{вр}$, где заканчивается его самонаведение.

Помимо отмеченного выше, на рис. 2.3 введены следующие обозначения: $t_н$ — время самонаведения самолета; $t_р$ — время полета ракеты от момента ее пуска до момента встречи с целью (расчетное время самонаведения ракеты); $\mathbf{v}_{ст}$ — вектор воздушной скорости самолета в плоскости $OX_0Z_0$ при идеальном (требуемом) на-

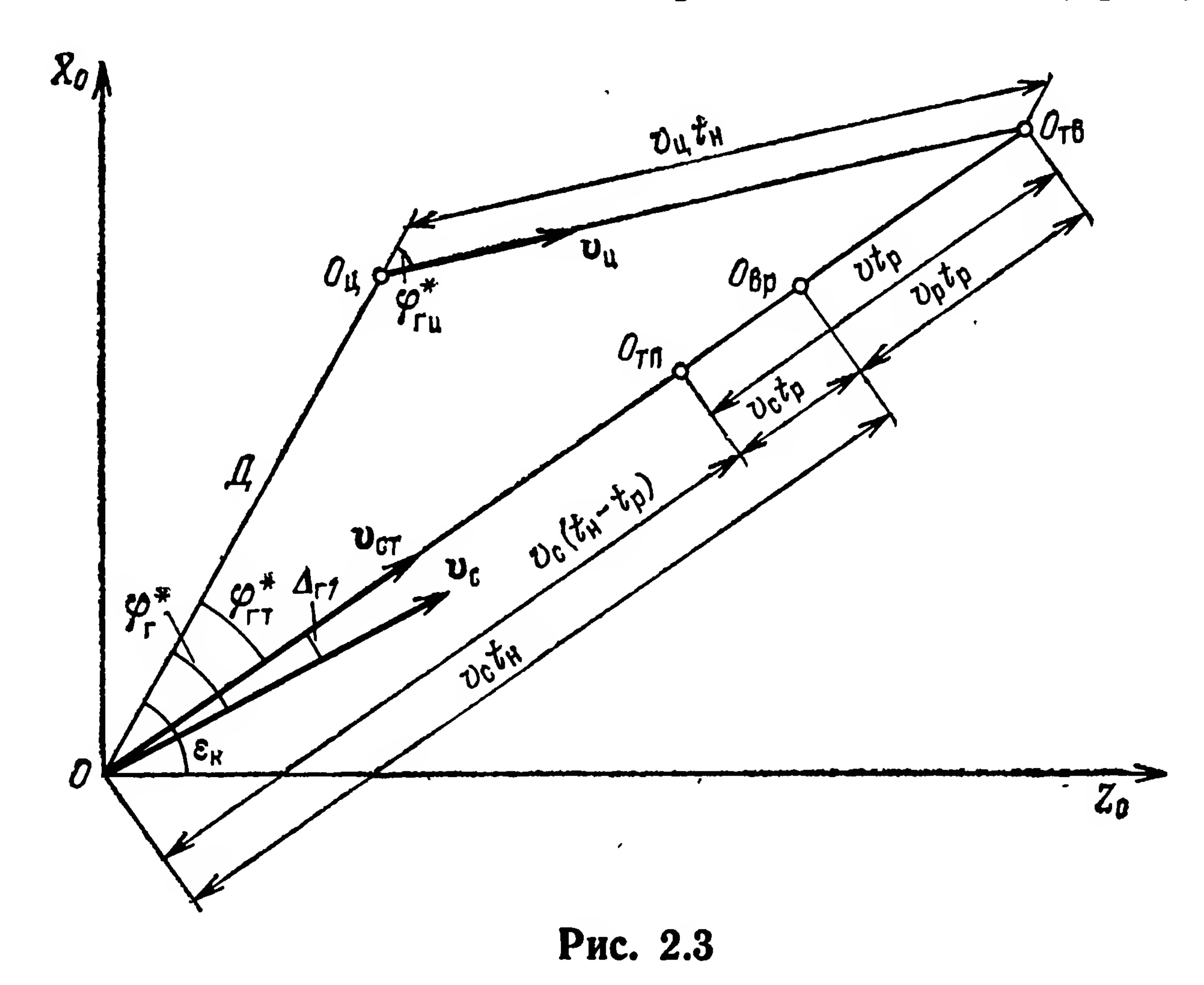



**Рис. 2.3**

ведении; $\mathbf{v}_ц$ — вектор воздушной скорости цели; $v = v_с + v_р$ — воздушная скорость ракеты; $v_р$ — скорость ракеты относительно самолета; $\varphi_{гц}{}^*$ — угол между вектором $\mathbf{v}_ц$ и линией визирования $OO_ц$; $\varepsilon_к$ — угол между линией визирования и осью $OZ_0$ подвижной земной системы координат $OX_0Z_0$; $Д$ — расстояние между самолетом $O$ и целью $O_ц$; $\mathbf{v}_с$ — вектор воздушной скорости самолета при наведении его с угловой ошибкой $\Delta_{г1} = \varphi_г{}^* - \varphi_{гт}{}^*$ относительно линии $OO_{тв}$; при этом предполагается, что $v_с = v_{ст} = \text{const}$.

Чтобы найти угол $\varphi_{гт}{}^*$, запишем уравнения

$$Д = v_с t_н \cos\varphi^*_{гт} + v_р t_р \cos\varphi^*_{гт} - v_ц t_н \cos\varphi^*_{гц}, \qquad (2.1.5)$$

$$v_ц t_н \sin\varphi^*_{гц} = v_с t_н \sin\varphi^*_{гт} + v_р t_р \sin\varphi^*_{гт}, \qquad (2.1.6)$$

которые получаются в результате проектирования отрезков $O_ц O_{тв}$ и $OO_{тв}$ на направление $OO_ц$ и нормаль к нему. Кроме того, учтем два кинематических уравнения:

$$\dot{Д} = v_ц \cos\varphi^*_{гц} - v_с \cos\varphi^*_{гт}, \qquad (2.1.7)$$

$$Д\dot{\varepsilon}_к = v_с \sin\varphi^*_{гт} - v_ц \sin\varphi^*_{гц}, \qquad (2.1.8)$$

которые можно найти, если спроектировать векторы $\mathbf{v}_ц$ и $\mathbf{v}_{ст}$ на линию визирования $OO_ц$ и нормаль к ней. Здесь $\dot{\varepsilon}_к = d\varepsilon_к/dt = \omega_г$ — угловая скорость линии визирования в горизонтальной плоскости.

Уравнений (2.1.5)—(2.1.8) достаточно, чтобы выразить угол $\varphi_{гт}{}^*$ через параметры взаимного движения цели и самолета, изме-

ряемые самолетной РЛС. Действительно, умножив обе части уравнения (2.1.8) на $t_н$ и заменив полученным результатом разность $v_ц t_н \sin\varphi_{гц}^* - v_с t_н \sin\varphi_{гт}^*$ в (2.1.6), найдем

$$\sin\varphi_{гт}^* = -\frac{Д\, t_н}{v_р\, t_р}\,\omega_г. \tag{2.1.9}$$

Время наведения $t_н$, определяемое из уравнений (2.1.5) и (2.1.7), равно

$$t_н = (Д - v_р\, t_р \cos\varphi_{гт}^*)/v_{сб}. \tag{2.1.10}$$

Здесь $v_{сб} = -\dot{Д}$ — скорость сближения самолета с целью.

На основе соотношений (2.1.9) и (2.1.10) получаем

$$\sin\varphi_{гт}^* = -Д\,\omega_г/k_{дv}, \tag{2.1.11}$$

где

$$k_{дv} = v_{сб}\, v_р\, t_р/(Д - v_р\, t_р). \tag{2.1.12}$$

На практике вместо (2.1.11) можно использовать формулу

$$\varphi_{гт}^* = -Д\,\omega_г/k_{дv}, \tag{2.1.13}$$

в которой под $Д$ и $v_{сб}$ обычно понимают наклонную дальность между самолетом и целью, а также радиальную скорость сближения соответственно.

Требуемый угол $\varphi_{вт}^*$ определяется по той же методике, что и $\varphi_{гт}^*$. Приближенно он оказывается равным

$$\varphi_{вт}^* = -Д\,\omega_в/k_{дv}, \tag{2.1.14}$$

где $\omega_в$ — угловая скорость линии визирования в вертикальной плоскости.

Формулы (2.1.12) — (2.1.14) представляют собой алгоритмы работы бортового вычислителя при определении углов $\varphi^*_{гт}$ и $\varphi^*_{вт}$. Одна часть данных, необходимых для определения $\varphi^*_{гт}$ и $\varphi^*_{вт}$, вводится от самолетной РЛС, а другая часть получается расчетным путем или заранее известна. Так, дальность $Д$, скорость сближения $v_{сб}$ и угловые скорости $\omega_г$ и $\omega_в$ измеряются самолетной РЛС, скорость $v_р$ задается в виде постоянной величины (для конкретных условий применения ракеты), а время $t_р$ вычисляется. Пуск ракеты осуществляется в момент, когда выполняется неравенство $t_н \leqslant t_р$, где $t_н$ рассчитывается по формуле (2.1.10).

Возможный вариант стабилизации антенны РЛС по крену сводится к тому, что одна из осей измерительной системы координат, используемой угломерным устройством РЛС, устанавливается перпендикулярно к «плоскости» земли, а вторая — параллельно этой плоскости [39]. В этом случае наличие угла крена $\gamma$ у самолета в момент пуска ракеты заставляет разворачиваться ее вокруг продольной оси на угол $-\gamma$. При только что указанном способе стабилизации угол $\varphi^*_г$ для формулы (2.1.3) можно найти с помощью рис. 2.4, где точка $O$ определяет положение центра масс самолета.

Сначала будем полагать, что нормальная $OY$ и поперечная

$OZ$ оси самолета совпадают по направлению с осями $OY_{ст}$ и $OZ_{ст}$ стабилизированной системы координат $OZ_{ст}Y_{ст}$. Ось $OX$ на рис. 2.4 перпендикулярна плоскости $OZ_{ст}Y_{ст}$. Проводим далее оси $O_{сц}Y_{сц}$ и $O_{сц}Z_{сц}$ прямоугольной системы координат $O_{сц}Z_{сц}Y_{сц}$, параллельные осям $OY_{ст}$ и $OZ_{ст}$ соответственно. Оси $O_{сц}Y_{сц}$ и $O_{сц}Z_{сц}$ проводятся так, чтобы цель $O_{ц}$ оказалась в плоскости $O_{сц}Z_{сц}Y_{сц}$.

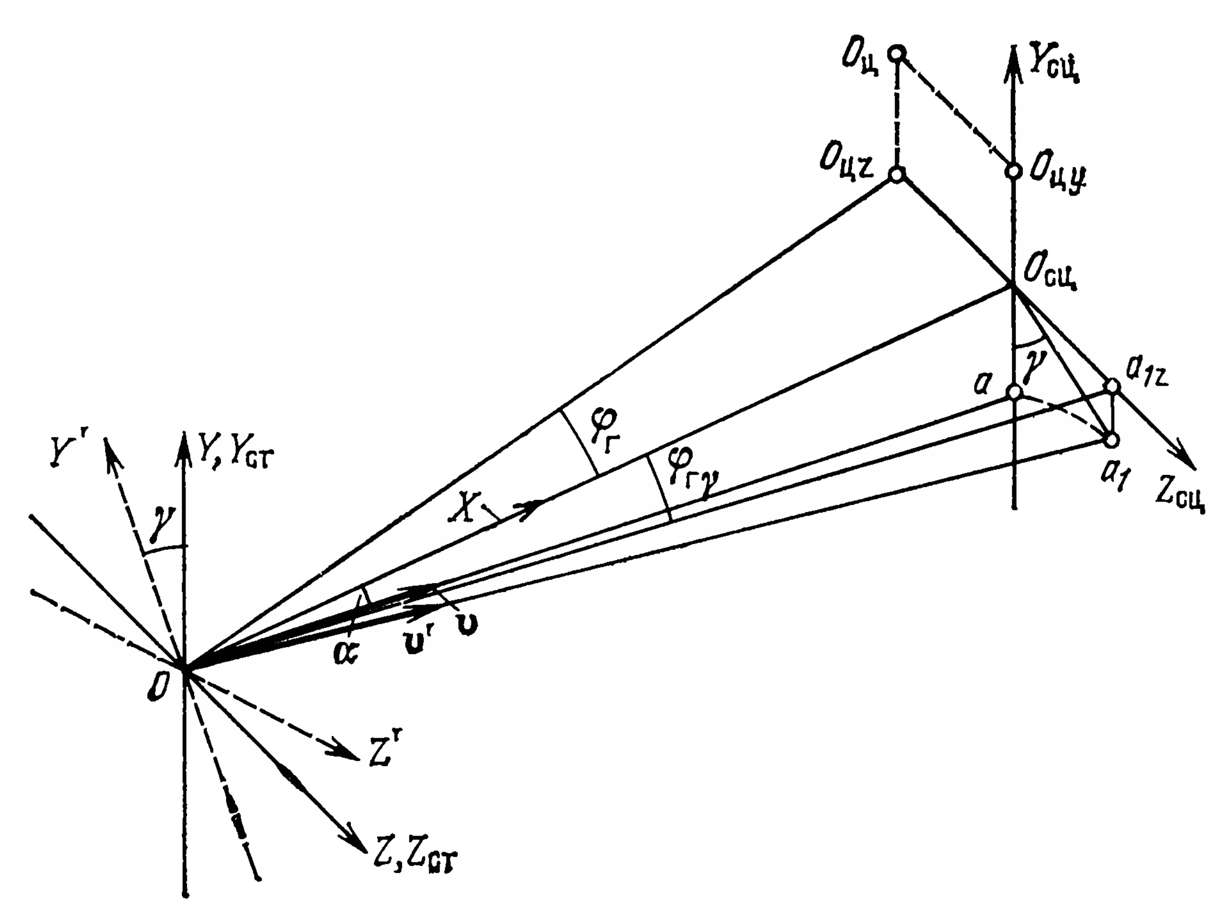



**Рис. 2.4**

Проекции цели $O_ц$ на оси $O_{сц}Y_{сц}$ и $O_{сц}Z_{сц}$ обозначены на рис. 2.4 точками $O_{цy}$ и $O_{цz}$. В таких условиях вектор скорости **v** самолета будет находиться в плоскости $OXY_{ст}$, а угол между продольной осью $OX$ и вектором **v** равен углу атаки $\alpha$. Поэтому бортовая РЛС, измеряя угол $\varphi_г$ между продольной осью $OX$ самолета и линией визирования $OO_{цz}$, одновременно определяет и угол $\varphi^*_г$, характеризующий отклонение вектора **v** относительно линии визирования в плоскости $OXZ_{ст}$.

Если самолет повернется вокруг своей продольной оси на угол $\gamma$, то его нормальная и поперечная оси займут положения $OY'$ и $OZ'$ соответственно. При этом вектор скорости $\mathbf{v}'$, модуль которого равен $|\mathbf{v}|$, будет иметь проекцию $O_{сц}a_1$ на плоскости $O_{сц}Z_{сц}Y_{сц}$. Проектируя отрезок $O_{сц}a_1$ на ось $O_{сц}Z_{сц}$, находим, что угол $\varphi^*_г$, входящий в формулу (2.1.3), будет равен

$$\varphi^*_г = \varphi_г + \varphi_{г\gamma}. \qquad (2.1.15)$$

Угол $\varphi_{г\gamma}$ определяется следующим образом. В силу сравнительно малых значений угла атаки $\alpha$ и больших расстояний между самолетом и целью выполняется равенство

$$O_{сц}\,a = O_{сц}\,a_1 = OO_{сц}\,\alpha.$$

Поэтому

$$O_{сц}\,a_{1z} = O\,O_{сц} = \alpha \sin\gamma,$$

и

$$\varphi_{г\gamma} = \alpha \sin\gamma.$$

Следовательно,

$$\varphi_{г}^{*}=\varphi_{г}+\alpha\sin\gamma. \qquad (2.1.16)$$

Отсюда следует, что фактический угол упреждения $\varphi^{*}_{г}$ в стабилизированной системе координат $OY_{ст}Z_{ст}$ определяется с помощью РЛС, которая измеряет угол $\varphi_{г}$, датчика угла атаки $\alpha$ и датчика угла крена $\gamma$.

Подводя итог сказанному, подчеркнем, что при использовании стабилизированных по крену ракет с РГС наведение самолета по курсу в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи требует измерений $Д$, $\dot{Д}$, $\varphi_{г}$ и $\omega_{г}$, осуществляемых самолетной РЛС, а также измерение углов $\alpha$ и $\gamma$. Для плоскости продольного движения получаются аналогичные соотношения и требуются такие же измерители. При этом угол между линией $OO_{цу}$ (на рис. 2.4 не показана) и направлением вектора скорости самолета в плоскости $OXY_{ст}$ равен

$$\varphi_{в}^{*}=\varphi_{в}+\alpha\cos\gamma. \qquad (2.1.17)$$

Здесь $\varphi_{в}$ — угол пеленга цели в вертикальной плоскости $OXY_{ст}$, измеряемый бортовой РЛС.

По значениям $\Delta_{нг}$ и $\Delta_{нв}$, которые определяются формулами (2.1.3), (2.1.4), (2.1.12) — (2.1.14), (2.1.16), (2.1.17) и индицируются стрелочными приборами или в виде отклонения электронной точки либо электронного кольца от перекрестья на экране ЭЛТ, летчик производит перемещение органов управления самолета, стремясь поддерживать $\Delta_{нг}$ и $\Delta_{нв}$ близкими к нулю [39].

в) Алгоритмы директорного и автоматического траекторного управления при методах прямого наведения и наведения в наивыгоднейшую точку встречи. Если осуществляется директорное (полуавтоматическое) или автоматическое траекторное управление самолетом по курсу, то сигнал $\Delta_{нг}$ при методе наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи преобразуется в пропорциональный боковому ускорению $j_{б}$ самолета требуемый угол крена $\gamma_{т}=k_{нг}\Delta_{нг}$, где $k_{нг}$ — коэффициент пропорциональности. Значение $\gamma_{т}$ сравнивается с фактическим углом крена $\gamma$. В результате сравнения получается параметр траекторного управления (рассогласования) для плоскости бокового движения в следующем виде:

$$\delta_{г}=k_{\delta\,г}(\gamma_{т}-\gamma), \qquad (2.1.18)$$

где $k_{\delta г}$ — масштабный множитель.

Параметр траекторного управления для канала продольного движения

$$\delta_{в}=k_{\delta\,в}(n_{ya т}-n_{ya}). \qquad (2.1.19)$$

Здесь $k_{\delta в}$ — масштабный множитель; $n_{yaт}=k_{нв}\Delta_{нв}$ — требуемая нормальная скоростная перегрузка самолета; $k_{нв}$ — коэффициент пропорциональности; $n_{ya}$ — фактическая нормальная скоростная перегрузка самолета; при этом $n_{yaт}$ и $n_{ya}$ связаны пропорциональ-

ными зависимостями с требуемым $j_{нт}$ и фактическим $j_н$ нормальными ускорениями самолета.

При методе прямого наведения параметры $\delta_г$ и $\delta_в$ также определяются соотношениями (2.1.18) и (2.1.19). Однако в них $\gamma_т$ и $n_{ycт}$ пропорциональны углам $\varphi_г$ и $\varphi_в$ соответственно.

Задание $\delta_г$ и $\delta_в$ в форме (2.1.18) и (2.1.19) удобно для летчика, поскольку, как уже отмечалось, он получает информацию не только о направлениях, но и о величинах отклонения органов управления самолета для его возвращения на опорную траекторию. В то же время сигналы $-k_{\delta г}\gamma$ и $-k_{\delta в}n_{ya}$ можно рассматривать как сигналы отрицательных обратных связей в каналах бокового и продольного движений самолета, используемые для повышения его устойчивости [48]. При такой трактовке смысла сигналов $-k_{\delta г}\gamma$ и $-k_{\delta в}n_{ya}$ слагаемые $k_{\delta г}\gamma_т$ и $k_{\delta в}n_{yaт}$ в (2.1.18) и (2.1.19) следует интерпретировать как сигналы траекторного управления или как параметры рассогласования при методе прямого наведения или методе наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи.

Алгоритмы (2.1.18) и (2.1.19) достаточно полно учитывают то, что летчик как одно из звеньев системы управления больше всего приспособлен выполнять функции усилительного устройства с полосой пропускания не более 0,5 Гц [12]. Это объясняется тем, что $j_б$ и $j_н$ с высокой степенью точности пропорциональны отклонениям $\delta_э$ и $\delta_{рв}$ элеронов (или элевонов) и руля высоты (либо стабилизатора). В свою очередь, $\delta_э$ изменяется пропорционально $\delta_г$, а $\delta_{рв}$ — пропорционально $\delta_в$.

В заключение напомним, что при автоматическом управлении сигналы $\delta_г$ и $\delta_в$ используются в системе без участия летчика.

## 2.2. Методы наведения ракет и алгоритмы автоматического траекторного управления ими

Для траекторного управления ракетами класса «воздух — воздух» и рядом ракет класса «воздух — поверхность» по курсу и тангажу применяется метод пропорционального наведения, именуемый также методом пропорциональной навигации. Этот метод при наведении ракеты в вертикальной плоскости требует, чтобы развиваемое ракетой нормальное ускорение $j_н$ (или ее нормальная скоростная перегрузка $n_{ya}$) было пропорционально угловой скорости линии визирования $\omega_в$ в той же вертикальной плоскости. Из этого определения вытекают следующие два вида уравнений рассогласования, характеризующих алгоритмы траекторного управления ракетой в вертикальной плоскости

$$\Delta_{пн} = N\omega_в - j_н, \quad (2.2.1)$$

$$\Delta_{пн1} = N_1\omega_в - n_{ya}. \quad (2.2.2)$$

Здесь $N$ и $N_1 = N/g$ — коэффициенты пропорциональности. Эти коэффициенты делаются пропорциональными скорости сближения $v_{сб}$ ракеты с целью, а при невозможности измерять $v_{сб}$ коэффи-

циенты $N$ и $N_1$ принимаются постоянными или изменяются по заранее заданной программе в дискретные моменты времени (с учетом предполагаемых значений $v_{сб}$).

Когда $N = N_0 v_{сб}$, где $N_0 = 3 \ldots 5$ [66] — безразмерный коэффициент, называемый навигационным параметром либо навигационной постоянной, вместо (2.2.1) и (2.2.2) получаются соотношения:

$$\Delta_{пн} = N_0 v_{сб} \omega_в - j_н, \tag{2.2.3}$$

$$\Delta_{пн1} = (N_0/g) v_{сб} \omega_в - n_{ya}. \tag{2.2.4}$$

Уравнения рассогласования для горизонтальной плоскости наведения ракеты задаются в аналогичной форме

$$\Delta_{пнг} = N_0 v_{сб} \omega_г - j_б, \tag{2.2.5}$$

$$\Delta_{пнг1} = (N_0/g) v_{сб} \omega_г - n_{z\,a} \tag{2.2.6}$$

где $\omega_г$ — угловая скорость линии визирования в горизонтальной плоскости, а $j_б$ и $n_{za}$ — боковое ускорение и боковая перегрузка ракеты соответственно.

Уравнения (2.2.3) и (2.2.5) показывают, что необходимый угол упреждения вектора воздушной скорости ракеты достигается, когда фактически развиваемые ракетой ускорения $j_б$ и $j_н$ будут равны требуемым ускорениям $j_{бт} = N_0 v_{сб} \omega_г$ и $j_{нт} = N_0 v_{сб} \omega_в$ в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Для реализации метода пропорционального наведения требуется измерять на борту ракеты в общем случае скорость сближения ракеты с целью, составляющие $\omega_в$ и $\omega_г$ угловой скорости линии визирования, а также нормальное $j_н$ и боковое $j_б$ ускорения ракеты. Значения $\omega_в$ и $\omega_г$ измеряются системами автоматического сопровождения цели по направлению. Для определения $v_{сб}$ используются автоматические измерители, обеспечивающие слежение за доплеровской частотой, а сигналы ускорений $j_н$ и $j_б$ формируются датчиками линейных ускорений.

Разработка метода пропорционального наведения явилась качественно новым скачком в развитии систем самонаведения ракет. Возник этот метод благодаря результатам длительного накопления данных в процессе теоретических исследований и практического использования радиоуправляемых ракет. Наиболее характерное для метода пропорционального наведения состоит в том, что он обеспечивает близкую к прямолинейной траекторию полета ракеты при наведении ее на неманеврирующую цель, а также всевысотность и всеракурсность атак.

Возможность прямолинейного полета ракеты при постоянной по величине ее скорости и условии, что цель движется прямолинейно и равномерно, проще всего показывается, если $N_0$ очень большая величина. Когда $N_0 \gg 1$, наведение ракеты, например, в вертикальной плоскости будет осуществляться приближенно, как это следует из (2.2.3), в соответствии с уравнением рассогласования $\Delta_{пс} \approx v_{сб} \omega_в$, где $\Delta_{пс} = \Delta_{пн}/N_0$.

При идеальном самонаведении, когда $\Delta_{пс} = 0$, выполняется равенство $\omega_в = 0$. Из этого равенства вытекает, что в процессе само-

наведения линия визирования перемещается параллельно самой себе. Такое перемещение линии визирования возможно, если проекции векторов скоростей ракеты $\mathbf{v}$ и цели $\mathbf{v}_{ц}$ на нормаль к линии визирования равны друг другу. Но, как нетрудно убедиться путем элементарных геометрических построений, равенство указанных выше проекций получается лишь при прямолинейном полете ракеты, если $v=\mathrm{const}$ и цель движется равномерно и прямолинейно. В реальных условиях траектория ракеты близка к прямолинейной при $N_0 \geqslant 3$. Чрезмерное увеличение $N_0$ ради спрямления траектории ракеты нецелесообразно, так как с ростом $N_0$ падает точность ее наведения за счет того, что усиливается вредное влияние случайных возмущений, которые всегда имеются в системе управления [102].

Возможность всевысотности атаки при методе пропорционального наведения вытекает из того, что руль ракеты для управления ею, например, в вертикальной плоскости отклоняется на угол, при котором фактическое нормальное ускорение $j_н$ становится равным требуемому нормальному ускорению $j_{нт}=N_0 v_{сб}\omega_в$. При одном и том же значении $j_{нт}$ необходимая величина $j_н$ достигается при тем большем отклонении руля, чем выше летит ракета. Следовательно, при методе пропорционального наведения система самонаведения приспосабливается к изменению внешних условий.

Всеракурсность атак достигается благодаря введению в алгоритмы (2.2.3) и (2.2.5) скорости сближения $v_{сб}$. Объясним сказанное, полагая, что ракета наводится в вертикальной плоскости, и учитывая кинематическое уравнение (1.3.29). Данное уравнение отображает динамические свойства так называемого кинематического звена с передаточной функцией $W_{кз}(p,\ t)=\omega_в(t)/\Delta j(t)$, где $\Delta j(t)=j_{нц}(t)-j_н(t)$. Передаточная функция $W_{кз}(p,\ t)$ получается при записи уравнения (1.3.29) в символической форме и имеет вид

$$W_{кз}(p,\ t)=k_{кз}/T_{кз}p-1. \qquad (2.2.7)$$

Аргумент $t$ в передаточной функции $W_{кз}(p,\ t)$ указывает на то, что $W_{кз}(p,\ t)$ представляет символическую форму записи дифференциального уравнения с изменяющимся во времени коэффициентом $Д$. Напомним, что по отношению к такой передаточной функции неприменимы в общем случае правила структурных преобразований, которые разработаны для динамических звеньев с постоянными параметрами. Наличие переменного коэффициента в уравнении (1.3.29) обусловливает переменность постоянной времени $T_{кз}=Д/2v_{сб}$, которая уменьшается по мере подлета ракеты к цели. Из равенства (2.2.7) видно, что передаточная функция $W_{кз}(p,\ t)$ характеризует квазистатическое динамическое звено. Такое название этого звена связано с тем, что оно моделируется в виде интегратора, охваченного положительной обратной связью (рис. 2.5). Наличие положительной обратной связи делает кинематическое звено неустойчивым: при постоянной величине входного воздействия $\Delta j$ выходной сигнал непрерывно возрастает.

Чтобы нейтрализовать положительную обратную связь, в модели кинематического звена создается цепь отрицательной обратной

связи. Эта цепь содержит аппаратуру управления и динамику ракеты (см. рис. 2.5). Если аппаратура управления будет формировать автоматически параметр управления, который является линейной функцией скорости сближения $v_{сб}$, то вне зависимости от ракурса атаки система самонаведения способна оставаться устойчивой.

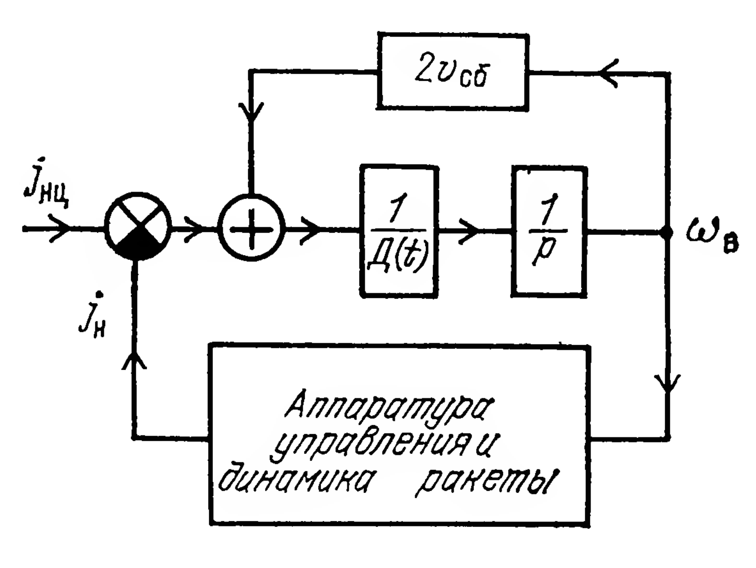



Рис. 2.5

Наилучшие условия работы систем самонаведения при методе пропорциональной навигации получаются, когда цель не маневрирует. При наведении ракеты на маневрирующую цель желательно изменить закон формирования требуемого ускорения $j_{нт}=N_0 v_{сб}\omega_в$. В этом законе целесообразно учитывать нормальное ускорение цели $j_{нц}$. Однако достаточно точное измерение $j_{нц}$ связано с существенными техническими трудностями, поскольку на ракете необходима следящая система угломерного устройства с астатизмом 2-го порядка. Поэтому в ряде работ (см., например, [128]) предлагается использовать метод пропорционального наведения со смещением. Алгоритм траекторного управления ракетой в вертикальной плоскости при таком методе имеет вид

$$\Delta_{пнс}=N_0 v_{сб}(\omega_в+\omega_{вс})-j_н. \tag{2.2.8}$$

Здесь $\omega_{вс}$ — постоянное или изменяющееся во времени по программе смещение угловой скорости $\omega_в$ линии визирования в вертикальной плоскости. Формирование параметра $\Delta_{пнс}$ в соответствии с (2.2.8) возможно лишь тогда, когда цель маневрирует с заранее известным и постоянным по величине нормальным ускорением $j_{нц}$ либо когда $j_{нц}$ является детерминированной функцией времени, определяемой самолетными информационными устройствами; причем значения $j_{нц}$ должны прогнозироваться на все время самонаведения ракеты.

В системах самонаведения ракет класса «воздух — поверхность» на неподвижные и малоподвижные цели может использоваться метод прямого наведения, характеризуемый уравнениями рассогласования (2.1.1) и (2.1.2). Однако, как и при самонаведении самолетов, опорные траектории движения ракет получаются в общем случае криволинейными, а в связи с несовпадением продольной оси ракеты и вектора ее воздушной скорости возникают ошибки наведения даже при отсутствии ветра. Более хорошие результаты самонаведения получаются при методе флюгерного наведения, именуемом нередко методом погони. При методе флюгерного наведения вектор воздушной скорости ракеты требуется совмещать с линией визирования. Если параметры рассогласования для плоскостей курса и тангажа формируются в стабилизированной по крену системе координат, а скольжение отсутствует (что приводит к сохранению высоты полета при изменении курса поле-

та), то алгоритмы траекторного управления ракетой в горизонтальной и вертикальной плоскостях имеют следующий вид:

$$\Delta_{\varphi г} = \varphi^*_г, \quad (2.2.9)$$

$$\Delta_{\varphi в} = \varphi^*_в. \quad (2.2.10)$$

Здесь $\varphi^*_г$ и $\varphi^*_в$ определяются соотношениями (2.1.16) и (2.1.17). Видно, что для реализации метода флюгерного наведения нужно измерять углы $\varphi_г$, $\varphi_в$, $\alpha$ и $\gamma$. Измерители углов $\alpha$ и $\gamma$ сравнительно простые, в силу чего ГСН при методах флюгерного и прямого наведения по габаритно-массовым характеристикам оказываются близкими друг к другу. Основной недостаток метода флюгерного наведения состоит в том, что не учитывается действие ветра на ракету, который вызывает дополнительные ошибки самонаведения.

Чтобы парировать действие ветра, используют метод пропорционального наведения или метод последовательных упреждений, называемый также методом погони с дополнительным углом упреждения, пропорциональным угловой скорости линии визирования [35]. При методе последовательных упреждений в процессе идеального наведения ракеты, например, в горизонтальной плоскости требуется изменять угол $\varphi_г$ между продольной осью ракеты и линией визирования пропорционально угловой скорости $\omega_г$ линии визирования в той же горизонтальной плоскости. Поэтому уравнение рассогласования записывается в виде

$$\Delta_{пу} = k_{\varphi г}\varphi_г + k_{\omega г}\omega_г, \quad (2.2.11)$$

где $k_{\varphi г}$ и $k_{\omega г}$ — постоянные по величине коэффициенты. Их значения выбираются так, чтобы опорная траектория была близка к прямолинейной, если цель не маневрирует. Из уравнения рассогласования (2.2.11) видно, что для реализации метода последовательных упреждений в горизонтальной плоскости требуется измерять бортовой пеленг цели $\varphi_г$ и составляющую $\omega_г$ угловой скорости линии визирования. Для вертикальной плоскости измеряются подобные же параметры.

## 2.3. Оптимизация алгоритмов траекторного управления самолетами

Вид и свойства оптимальных алгоритмов траекторного управления боковым и продольным движениями самолета существенно зависят от его математической модели. Чем полнее она отображает динамику самолета и условия его применения, тем ценнее в общем случае результаты оптимизации. Однако для их нахождения требуются вычислительные машины, способные решать нелинейные дифференциальные уравнения высокого порядка, а в полученных таким образом результатах нередко трудно определить второстепенные связи и параметры, несущественно сказывающиеся на качестве процесса самонаведения. Более того, сравнительно общие закономерности приходится выявлять на основе анализа доста-

точно большого числа частных решений. Поэтому часто используют простую линейную математическую модель (уравнение состояния) ОУ (обобщенного), чтобы можно было найти оптимальные алгоритмы траекторного управления аналитическим путем. После получения таких алгоритмов их уточняют, усложняя постепенно математическую модель ОУ и получая решения с помощью ЭВМ. При этом на каждом этапе перехода к новой модели оценивают влияние отдельных параметров вектора оптимального управления на точность самонаведения самолета и исключают из дальнейшего рассмотрения те параметры, которые оказались несущественными.

В последующем учитываются простейшие математические модели ОУ и квадратичный критерий качества. Это объясняется стремлением получить аналитические решения рассматриваемых здесь задач и проиллюстрировать применение линейной теории оптимального управления с нахождением в конечном итоге сравнительно простых и вместе с тем достаточно общих результатов (в рамках используемых уравнений состояния и измерений).

При аналитическом определении оптимальных алгоритмов траекторного управления летательным аппаратом вообще и самолетом в частности при его самонаведении на воздушную цель нередко исходят из предположения о ее равномерном и прямолинейном движении. Одновременно считается, что самолет и используемые им управляемые средства поражения имеют постоянные по величине скорости полета. При этом самолет рассматривается как материальная точка.

Как уже отмечалось, сигналы траекторного управления боковым и продольным движениями самолета отображают требуемые значения $j_{бт}$ и $j_{нт}$ его бокового $j_б$ и нормального $j_н$ ускорений соответственно. Разностные сигналы

$$u_{\Delta б}=k_{\Delta б}(j_{бт}-j_б)$$

и

$$u_{\Delta п}=k_{\Delta п}(j_{нт}-j_н),$$

где $k_{\Delta б}$ и $k_{\Delta п}$ — неизменные во времени коэффициенты, являются электрическими напряжениями, которые при традиционном рассмотрении вопроса о методах наведения самолетов и ракет считаются пропорциональными параметрам управления (рассогласования). Под действием напряжений $u_{\Delta б}$ и $u_{\Delta п}$ перемещаются элероны и руль высоты (или элевоны и стабилизатор) самолета. Из сказанного здесь следует, что при нахождении оптимальных алгоритмов траекторного управления самолетов вместо напряжений траекторного управления $u_{тр\gamma}=k_{\Delta б}j_{бт}$ и $u_{тр\,n}=k_{\Delta пн}j_{нт}$ можно определить требуемые ускорения $j_{бт}$ и $j_{нт}$. В последующем будет идти речь только о требуемом ускорении $j_{бт}$, поскольку оптимизация алгоритмов траекторного управления самолетами для их различных каналов производится одинаково.

Следует подчеркнуть, что в связи с безынерционностью управляющего устройства (САУ) и самолета как объекта управления

(ОУ) подача ускорения $j_{бт}$ на вход САУ при охвате системы САУ — самолет цепью жесткой отрицательной обратной связи по сигналу $j_б$, действующему на выходе самолета приводит к выполнению приближенного равенства $j_{бт} \simeq j_б$.

Если самолет снабжен самонаводящимися ракетами, ГСН которых имеют неподвижные чувствительные элементы при нахождении ракет на подвесках, то обычно требуется, чтобы в момент окончания процесса самонаведения среднеквадратическое значение $\sigma_{\varphi\,г}$ угла $\varphi_г$ было минимальным. Кроме того, минимизируются энергетические затраты на управление. В таких условиях оптимальное управление $u_{опт} = j_{бт}$ отыскивается в соответствии с критерием качества

$$\hat{I} = M_у \left\{ \Gamma_{11}\, \varphi_г^2(t_к) + \int\limits_{t_0}^{t_к} j_б^2(\tau)\, d\tau \right\}. \tag{2.3.1}$$

Здесь $t_0$ и $t_к$ — моменты начала и конца самонаведения, которые считаются известными. Равенство (2.3.1) вытекает из соотношения (1.5.34) при $\mathbf{\Gamma}(t_к) = \mathbf{\Gamma}_{11}$, $\mathbf{K}^{-1} = 1$, $\mathbf{x}(t_к) = \varphi_г(t_к)$, $\mathbf{x}_{тт}(t_к) = 0$ и $u = j_б$.

Когда продольная ось $OX$ самолета и совпадающая с ней по направлению проекция $\mathbf{v}_с$ вектора воздушной скорости самолета на плоскость бокового движения не совмещены с проекцией линии визирования на ту же плоскость бокового движения, формируется параметр рассогласования, под действием которого отклоняются элероны (или элевоны) самолета и появляется боковое ускорение $j_б = v_с \dot{\varphi}_г$. При этом совмещение оси $OX$ и вектора $\mathbf{v}_с$ обусловливается равенством нулю угла скольжения самолета. Из уравнения $j_б = v_с \dot{\varphi}_г$ получается уравнение состояния в форме Коши

$$\dot{\varphi}_г = \frac{1}{v_с}\, j_б, \tag{2.3.2}$$

которое требуется знать для определения $j_{бт}$.

Фазовую координату $\varphi_г$ измеряет следящее угломерное устройство информационно-вычислительной подсистемы. Поэтому с учетом случайной погрешности $\xi_{\varphi\,г}$ измерения угла $\varphi_г$ на входе дискриминатора, входящего в состав угломерного устройства, получается уравнение измерений

$$z = \varphi_г + \xi_{\varphi\,г}. \tag{2.3.3}$$

Случайная погрешность $\xi_{\varphi г}$, которая сопровождает сравнительно медленно изменяющуюся и подлежащую фильтрации фазовую координату $\varphi_г$, эквивалентна при отсутствии преднамеренных помех белому шуму с нулевым математическим ожиданием и известной спектральной плотностью.

Уравнению состояния (2.3.2), вытекающему из уравнения (1.5.31) при $\mathbf{F} = 0$, $\mathbf{x} = \varphi_г$, $\mathbf{C} = 1/v_с$, $\mathbf{u} = j_б$ и $\xi_x = 0$, уравнению измерений (2.3.3), являющемуся следствием уравнения (1.5.32) при $\mathbf{H} = 1$, $\mathbf{x} = \varphi_г$ и $\xi_и = \xi_{\varphi\,г}$, а также критерию качества (2.3.1) соот-

ветствует, как это видно из (1.5.54) и (1.5.55), оптимальное требуемое боковое ускорение самолета

$$j_{бт} = -\frac{\Gamma_{11} v_с}{\left[ v_с^2 + \Gamma_{11} (t_к - t)\right]} \hat{\varphi}_г(t). \qquad (2.3.4)$$

Здесь $\hat{\varphi}_г(t)$ — оценка фазовой координаты $\varphi_г$. Нужно отметить, что при отыскании $j_{бт}$ матрица $\mathbf{g}(t_к, t)$ в соотношении (1.5.55) получается как результат решения уравнения $\dot{\varphi}_г=0$ и оказывается скалярной величиной, равной единице.

Для нахождения схемы фильтра, оценивающего угол $\varphi_г$, можно воспользоваться результатами теории оптимальной линейной фильтрации. Рассматриваемые здесь уравнения состояния (2.3.2) и измерений (2.3.3) с учетом уравнения (1.5.56) позволяют получить

$$\dot{\hat{\varphi}}_г = \frac{1}{v_с} j_{бт} + k_{11} (z - \hat{\varphi}_г), \qquad (2.3.5)$$

где коэффициент усиления $k_{11}$ определяется формулой (1.5.57) и уравнением (1.5.58).

Если $\Gamma_{11} = \infty$, что соответствует требованию нулевой погрешности в конце процесса самонаведения самолета, то на основе (2.3.4) находим

$$j_{бт} = -\frac{v_с}{t_к - t} \hat{\varphi}_г(t).$$

За время $t_к - t$ самолет пролетает расстояние $Д - v_р t_р$, где $Д$ — дальность до цели в момент времени $t$. Поэтому при постоянной скорости сближения $v_{сб}$ самолета с целью получается

$$j_{бт} = -\frac{v_с v_{сб}}{Д - v_р t_р} \hat{\varphi}_г(t). \qquad (2.3.6)$$

На основе уравнений (2.3.2), (2.3.3), (2.3.5) и (2.3.6) можно построить динамическую структурную схему оптимального контура самонаведения самолета. Эта схема (рис. 2.6) показывает наличие связи оптимального измерителя угла $\varphi_г$ с выходом оптимального вычислителя, который называется регулятором и который формирует сигнал оптимального требуемого бокового ускорения

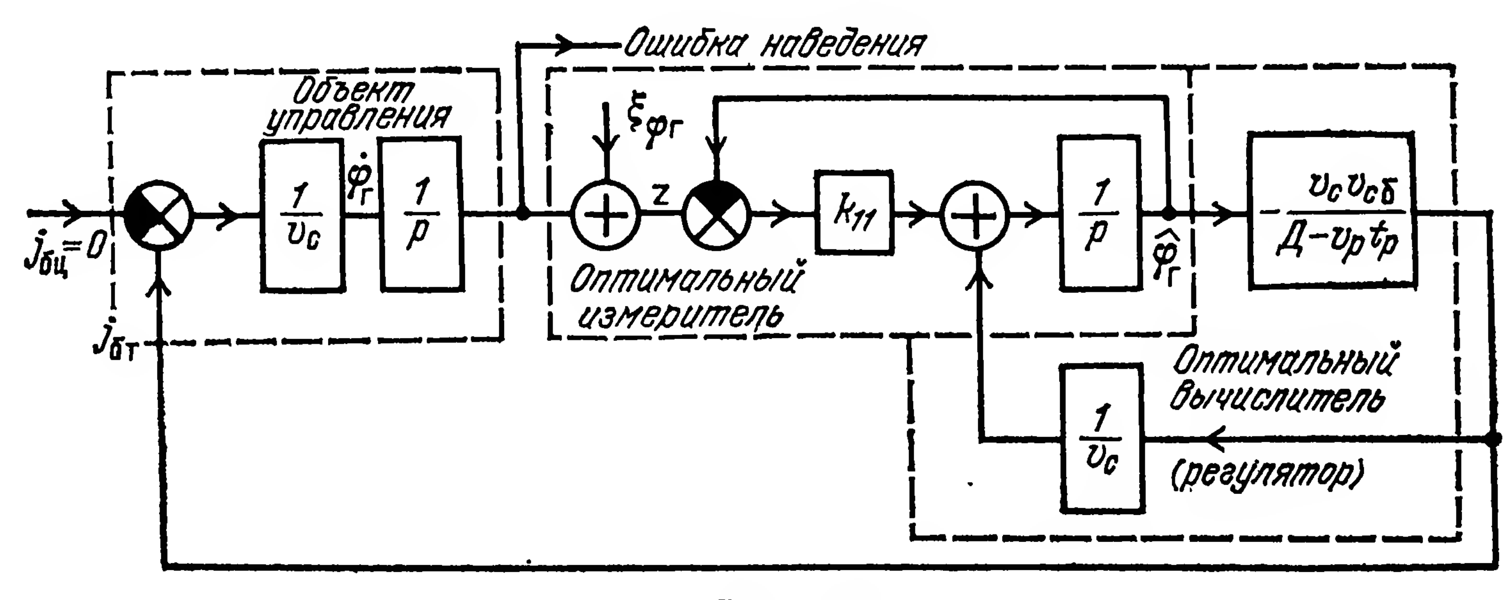



Рис. 2.6

$j_{бт}$ самолета. Здесь и в последующем нужно, конечно, иметь в виду, что в реальных системах вычислителем вырабатывается не $j_{бт}$, а напряжение $u_{тр\gamma}$, пропорциональное $j_{бт}$. Из рис. 2.6 также видно, что для определения $j_{бт}$ нужно не только измерять угол $\varphi_г$, но и точно знать $Д$, $v_с$, $v_{сб}$, $v_р$ и $t_р$. На практике эти параметры точно неизвестны, в силу чего нельзя найти оптимальный вычислитель для рассматриваемой модели объекта управления. Реально $Д$, $v_с$ и $v_{сб}$ приходится измерять, а $v_р$ и $t_р$ рассчитывать. При достаточно точных измерениях $Д$, $v_с$ и $v_{сб}$ алгоритм (2.3.6) остается близким к оптимальному. Однако среднеквадратическое значение $\sigma_{\varphi\ г}$ для ошибки наведения $\varphi_г$ при выполнении расчетов $v_р$, $t_р$ и измерений $Д$, $v_{сб}$ и $v_с$ будет больше по сравнению с потенциальным среднеквадратическим значением $\sigma_{\varphi\ гп}$ той же ошибки $\varphi_г$, получающимся при точно известных $Д$, $v_{сб}$, $v_с$, $v_р$ и $t_р$.

В связи с потребностью измерять $\varphi_г$, $Д$, $v_{сб}$ и $v_с$ для реализации алгоритма (2.3.6) нужна более сложная измерительная аппаратура, чем при методе прямого наведения. Характерным для алгоритма (2.3.6) является то, что модуль коэффициента $k_в = -v_с v_{сб}/(Д - v_р t_р)$ должен возрастать по мере уменьшения дальности.

При использовании ракет с ГСН, чувствительные элементы которых подвижны, когда ракеты находятся на подвесках, оптимальное самонаведение самолета по курсу целесообразно организовывать так, чтобы среднеквадратическое значение $\sigma_\Delta$ разности углов $\Delta_{г1} = \varphi^*_г - \varphi^*_{гт}$ (см. рис. 2.3) было минимальным. В силу этого, а также с учетом того, что дополнительно важна минимизация энергетических затрат на управление, оптимальный алгоритм траекторного управления самолетом по курсу будем определять в соответствии с условием минимизации критерия качества

$$\dot{I} = M_у \left\{ \Gamma_{11} \Delta_{г1}^2 + \int_{t_0}^{t_к} j_б^2(\tau)\, d\tau \right\}, \qquad (2.3.7)$$

где моменты $t_0$ и $t_к$ считаются известными.

Найдем далее уравнение состояния, полагая, как и раньше, что самолет является материальной точкой. Кроме того, будем считать равным нулю его угол атаки. Тогда, как это следует из рис. 2.3 и соотношения (2.1.16),

$$\dot{\varphi}^*_г = \dot{\varphi}_г = \dot{\varphi}^*_{гт} + \dot{\Delta}_{г1}. \qquad (2.3.8)$$

Но в соответствии с (2.1.13)

$$\varphi^*_{гт} = k_{гт}\,\omega_г, \qquad (2.3.9)$$

где $k_{гт} = -Д/k_{дv}$. Поэтому

$$\dot{\varphi}^*_{гт} = k_{гт}\,\dot{\omega}_г + \dot{k}_{гт}\,\omega_г. \qquad (2.3.10)$$

Поскольку произведение $v_с \dot{\Delta}_{г1}$ равно боковому ускорению $j_б$ самолета, будем иметь

$$\dot{\Delta}_{г1} = j_б / v_с. \qquad (2.3.11)$$

Заменив в уравнении (2.3.8) $\dot{\varphi}^*_{гт}$ и $\dot{\Delta}_{г1}$ с помощью соотношений (2.3.10) и (2.3.11), находим

$$\dot{\varphi}_г = k_{гт}\dot{\omega}_г + \dot{k}_г\omega_г + \frac{1}{v_с} j_б. \quad (2.3.12)$$

Поскольку в (2.3.12) содержатся две фазовые координаты ($\varphi_г$ и $\omega_г$), необходимо ввести еще одно уравнение, которое связывает $\omega_г$ с параметрами собственных движений цели и самолета. Таким уравнением является кинематическое уравнение. Если поступить так же, как и при получении кинематического уравнения (1.3.29), то для случая равномерного и прямолинейного движения цели, когда ее боковое ускорение $j_{бц}=0$, а также при $v_с=\mathrm{const}$, на основе уравнений (2.1.7) и (2.1.8) найдем

$$\dot{\omega}_г = \frac{2v_{сб}}{Д}\omega_г - \frac{1}{Д} j_б. \quad (2.3.13)$$

Заменив производную по времени $\dot{\omega}_г$ в (2.3.12) ее значением, определяемым уравнением (2.3.13), получим

$$\dot{\varphi}_г = k_{\omega г}\omega_г + k_{j б} j_б \quad (2.3.14)$$

где

$$k_{\omega г} = \frac{2v_{сб}k_{гт}}{Д} + \dot{k}_{гг} = 1, \quad (2.3.15)$$

$$k_{jб} = \frac{1}{v_с} + \frac{k_{гт}}{Д}. \quad (2.3.16)$$

Уравнения (2.3.13) и (2.3.14) являются уравнениями состояния, которые требуются для определения $j_{бт}$. Если ввести обозначения $x_1=\varphi_г$ и $x_2=\omega_г$, то на основе (2.3.13) и (2.3.14) найдем следующее векторно-матричное уравнение состояния:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{C}\mathbf{u}. \quad (2.3.17)$$

Здесь вектор $\mathbf{x}$ имеет составляющие $x_1$ и $x_2$, элементами вектора управления $\mathbf{u}$ являются нуль и $j_б$,

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 2v_{сб}/Д \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & k_{jб} \\ 0 & -1/Д \end{bmatrix}.$$

После введения векторов $\mathbf{x}$ и $\mathbf{u}$ соотношение (2.3.7) записывается в виде

$$\hat{I} = M_у\left\{[\mathbf{x}(t_к) - \mathbf{x}_{тт}(t_к)]^т\,\mathbf{\Gamma}(t_к)\,[\mathbf{x}(t_к) - \mathbf{x}_{тт}(t_к)] + \int_{t_0}^{t_к}\mathbf{u}^т(\tau)\,\mathbf{K}^{-1}\,\mathbf{u}(\tau)\,d\tau\right\}, \quad (2.3.18)$$

где

$$\mathbf{\Gamma}(t_к) = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_{тт}(t_к) —$$

вектор, элементы которого $x_{тт1}$ и $x_{тт2}$ характеризуют теоретически требуемые значения $\varphi_{гт}$ и $\omega_{гт}$ составляющих $x_1=\varphi_г$ и $x_2=\omega_г$.

При определении вектора оптимального управления будем предполагать, что входящие в уравнение состояния дальность $Д$ и скорость сближения $v_{сб}$ измеряются без искажений, т. е. известны точно, а на измерители угла $\varphi_г$ и угловой скорости $\omega_г$ помимо полезных сигналов $\varphi_г$ и $\omega_г$ воздействуют случайные сигналы $\xi_{\varphi г}$ и $\xi_{\omega г}$. В условиях действия только естественных помех можно считать, что $\xi_{\varphi г}$ и $\xi_{\omega г}$ являются белыми шумами с нулевыми математическими ожиданиями и известными спектральными плотностями. С учетом сказанного получается векторное уравнение измерений в виде (1.5.32), где матрица

$$\mathbf{H}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix},\ \text{а вектор}\ \boldsymbol{\xi}_и=\begin{bmatrix}\xi_{\varphi г}\\ \xi_{\omega г}\end{bmatrix}$$

Уравнению состояния (2.3.17), уравнению измерений (1.5.32) и критерию качества (2.3.18) соответствует вектор оптимального управления, определяемый соотношениями (1.5.54) и (1.5.55). Неизвестной в этих соотношениях является матрица $\mathbf{g}(t_к,\ t)$, которая отыскивается как результат решения однородного дифференциального уравнения, получаемого из (2.3.17) при $\mathbf{u}=0$.

В рассматриваемой здесь задаче матрицу $\mathbf{g}(t_к,\ t)$ легко можно найти непосредственным решением двух скалярных уравнений

$$\dot{x}_1=x_2, \tag{2.3.19}$$

$$\dot{x}_2=\frac{2\,v_{сб}}{Д}\,x_2, \tag{2.3.20}$$

которые вытекают из (2.3.17) при $\mathbf{u}=0$ и $k_{\omega г}=1$.

Из уравнения (2.3.20) при учете равенства $v_{сб}(t_к-t)=Д-v_р t_р$ и обозначения $t_1=t_к+v_р t_р/v_{сб}$ получается

$$x_2=x_{20}\left(\frac{t_1-t_0}{t_1-t}\right)^2, \tag{2.3.21}$$

где $x_{20}$ — значение $x_2$ при $t=t_0$.

Заменив в уравнении (2.3.19) $x_2$ с помощью равенства (2.3.21) и выполнив интегрирование, найдем

$$x_1=x_{10}+x_{20}(t_1-t_0)\left(\frac{t_1-t_0}{t_1-t}-1\right). \tag{2.3.22}$$

Здесь $x_{10}$ — значение $x_1$ при $t=t_0$. Если соотношение (2.3.21) записать в виде

$$x_2=0\cdot x_{10}+(t_1-t_0)^2\,x_{20}/(t_1-t)^2 \tag{2.3.23}$$

и (2.3.22) совместно с (2.3.23) представить векторным уравнением

$$\mathbf{x}=\mathbf{g}(t,\ t_0)\,\mathbf{x}_0,$$

где вектор $\mathbf{x}_0$ имеет составляющие $x_{10}$ и $x_{20}$, то можно убедиться, что

$$\mathbf{g}(t,\ t_0)=\begin{bmatrix}1 & (t_1-t_0)\left(\dfrac{t_1-t_0}{t_1-t}-1\right)\\ 0 & (t_1-t_0)^2/(t_1-t)^2\end{bmatrix}. \tag{2.3.24}$$

Из равенства (2.3.24) при замене в нем $t$ и $t_0$ на $t_к$ и $t$ соответственно легко определяется отыскиваемая матрица $\mathbf{g}(t_к, t)$. Теперь, когда стали известными все входящие в соотношения (1.5.54) и (1.5.55) матрицы, после выполнения необходимых сравнительно простых и вместе с тем достаточно длинных преобразований получим при $\Gamma_{11}=\infty$ оптимальное требуемое боковое ускорение самолета

$$j_{бт} = -\frac{3 v_{сб}^2 k_{vv}}{v_р t_р (k_{дд}-1)} \frac{\Delta \hat{\varphi}_г + k_1(t) \Delta \hat{\omega}_г}{k_2(t)}. \qquad (2.3.25)$$

Здесь $\Delta\hat{\varphi}_г = \hat{\varphi}_г - \varphi_{гт}$; $\Delta\hat{\omega}_г = \hat{\omega}_г - \omega_{гт}$; $\hat{\varphi}_г$ и $\hat{\omega}_г$ — оценочные (измеренные) значения $\varphi_г$ и $\omega_г$, которые получаются на основе теории оптимальной линейной фильтрации; $k_{дд} = Д/v_р t_р$;

$$k_{vv} = v_{сб}/v_с; \quad k_1(t) = \frac{k_{дд}(k_{дд}-1) v_р t_р}{v_{сб}};$$

$$k_2(t) = 3 k_{vv}(k_{дд} + k_{vv} - 1) - 3(k_{дд}+1)(1+k_{vv}) + \\ + 3(2 - k_{vv} - k_{дд}) + k_{дд}^2 + k_{дд} + 1.$$

Анализ формулы (2.3.25) показывает, что для самонаведения самолета так, чтобы было минимальное среднеквадратическое значение $\sigma_\Delta$ ошибки наведения $\Delta_{г1} = \varphi^*_г - \varphi_{гт}$ при $\alpha=0$, требуются не только измерители $\varphi_г$ и $\omega_г$, но и достаточно сложный вычислитель. В связи с тем что параметры $Д$, $v_{сб}$ и $v_с$ на практике не известны и их приходится измерять, а скорость $v_р$ и время $t_р$ рассчитываются с ошибками, реализация оптимального алгоритма (2.3.25) оказывается невозможной. С учетом сказанного, а также дополнительных трудностей нахождения $\omega_{гт}$ на практике приходится пользоваться более простыми алгоритмами, к которым относится, в частности, алгоритм, соответствующий методу наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи [15].

Оптимальные алгоритмы траекторного управления самолетом при самонаведении его на наземные и надводные цели определяются аналогичным образом. Однако при этом вводится в рассмотрение не воздушная, а путевая скорость самолета.

## 2.4. Оптимизация алгоритмов траекторного управления ракетами

Для каждой из двух взаимно перпендикулярных плоскостей, в которых производится управление ракетой, управляющие сигналы формируются по одному и тому же правилу. Поэтому достаточно найти оптимальные алгоритмы траекторного управления для одной, например, вертикальной плоскости движения ракеты $О_р$, полагая, что и цель $О_ц$ перемещается в той же вертикальной плоскости.

Оптимальным считается такой алгоритм траекторного управления, который обеспечивает минимальный среднеквадратический

промах ракеты и минимизирует одновременно интеграл от квадрата ее нормального ускорения $j_н$ по времени на участке самонаведения. Минимизация такого интеграла означает минимизацию затрат энергии на управление.

Промах самонаводящейся ракеты вычисляется с учетом допущения, что в течение некоторого сравнительно короткого времени, когда расстояние между целью а ракетой равно $Д_к$, последняя является неуправляемой (например, за счет наличия мертвой зоны у ГСН), скорость полета ракеты остается неизменной, а цель не успевает выполнить какой-либо маневр. При этом чаще всего предполагается, что при $Д \leqslant Д_к$ рули ракеты остаются в нейтральном положении и ее нормальное и боковое ускорения равны нулю.

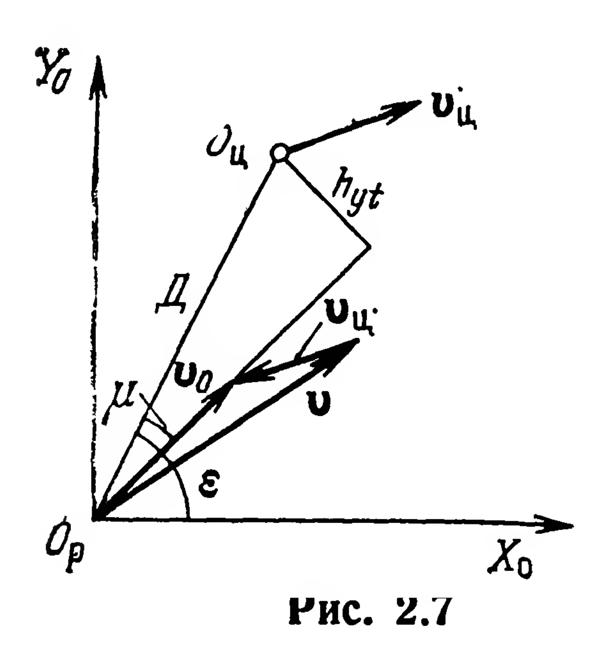


Рис. 2.7

Для нахождения промаха, характеризующего минимальное расстояние, на котором ракета пролетает мимо цели, вводится понятие текущего промаха. Текущим промахом называется минимальное расстояние между ракетой и целью в плоскости рассеивания, которое имело бы место при условии, что начиная с данного момента времени $t$ процесс самонаведения прекращается и векторы скорости ракеты и цели остаются неизменными по величине и направлению. Плоскость рассеивания проходит через центр масс цели и располагается перпендикулярно к вектору относительной скорости движения ракеты и цели.

Обозначая $h_{yt}$ и $h_y$ текущий и конечный промахи ракеты в вертикальной плоскости, будем иметь

$$h_y = h_{yt}\big|_{t=t_к}, \tag{2.4.1}$$

где $t_к$ — момент времени окончания самонаведения, когда $Д = Д_к$.

На рис. 2.7 точками $O_р$ и $O_ц$ определяются положения ракеты и цели в вертикальной плоскости $O_рX_0Y_0$ подвижной земной системы координат для текущего момента времени $t$. Скорости ракеты и цели на рис. 2.7 обозначены векторами $\mathbf{v}$ и $\mathbf{v}_ц$, а ось $O_рX_0$ нормальна оси $O_рY_0$, которая совпадает с местной вертикалью. Остальные обозначения на рис. 2.7 в объяснениях не нуждаются. Если принять, что начиная с момента времени $t$ цель и ракета движутся равномерно и прямолинейно, то ракета в относительном движении будет перемещаться по направлению вектора $\mathbf{v}_0 = \mathbf{v} - \mathbf{v}_ц$ и пройдет на минимальном расстоянии $h_{yt}$ от цели. Из рис. 2.7 следует, что

$$h_{yt} = Д \sin \mu.$$

Но

$$\omega_в = \dot{\varepsilon} = v_0 \sin \mu / Д.$$

Поэтому

$$h_{yt} = Д^2 \omega_в / v_0. \tag{2.4.2}$$

При замене $Д$, $\omega_в$ и $v_0$ в (2.4.2) на $Д_к$, $\omega_{вк}$ и $v_{ок}$ соответственно, где индексом к характеризуются значения $Д$, $\omega_в$ и $v_0$, когда $t=t_к$, получается конечный промах $h_y$. Как и раньше, будем считать, что дальность $Д$ и скорость $v_0$, которая в конце процесса самонаведения близка к скорости сближения, измеряются точно, т. е. являются известными величинами в каждый момент времени, а измерителю угловой скорости присуща случайная погрешность $\xi_{\omega в}$ типа белого шума с известной спектральной плотностью. В таких условиях минимизация текущего, а следовательно, и конечного промахов ракеты в вертикальной плоскости эквивалентна минимизации угловой скорости $\omega_в$.

Если ракета, как и самолет в предыдущем параграфе, считается материальной точкой, перемещающейся со скоростью $v=\text{const}$, а цель движется равномерно и прямолинейно, то уравнением состояния может служить кинематическое уравнение (1.3.29) при $j_{нц}=0$. Заменив в (1.3.29) $T_{кз}$ и $k_{кз}$ их значениями $Д/2v_{сб}$ и $1/2v_{сб}$, получаем уравнение

$$\dot{\omega}_в=\frac{2\,v_{сб}}{Д}\,\omega_в-\frac{1}{Д}\,j_н. \tag{2.4.3}$$

Уравнение измерений записывается в стандартной форме

$$z=\omega_в+\xi_{\omega в}. \tag{2.4.4}$$

В связи с необходимостью минимизировать среднеквадратическое значение угловой скорости $\omega_в$ и среднюю энергию, затрачиваемую на управление, решаемая здесь задача по определению оптимального алгоритма траекторного управления состоит в нахождении оптимального требуемого нормального ускорения $j_{нт}$, при котором минимизируется критерий качества

$$\hat{I}=M_y\left\{\Gamma_{11}\,\omega_в^2(t_к)+\int\limits_{t_0}^{t_к} j_н^2(\tau)\,d\tau\right\}. \tag{2.4.5}$$

Критерий качества (2.4.5) вытекает из (1.5.34) при $\Gamma(t_к)=\Gamma_{11}$, $\mathbf{K}^{-1}=1$, $\mathbf{x}(t_к)=\omega_в(t_к)$ и $\mathbf{x}_{тт}(t_к)=0$.

Для уравнения состояния (2.4.3), уравнения измерений (2.4.4) и критерия качества (2.4.5) $j_{нт}$ определяется формулами (1.5.54) и (1.5.55). Из этих формул следует необходимость отыскания функции $g(t_к, t)$ для однородного уравнения, которое получается из (2.4.3) при $j_н=0$. Это однородное уравнение является линейным дифференциальным уравнением первого порядка с переменными коэффициентами. Для такого уравнения методом непосредственного решения или методом функции Грина, либо методом сопряженной системы (сопряженного уравнения) [32] можно найти

$$g(t,\ t_0)=(t_к-t_0)^2/(t_к-t)^2. \tag{2.4.6}$$

Если в (2.4.6) $t$ и $t_0$ заменить на $t_к$ и $t$ соответственно, то найдем функцию $g(t_к, t)$. Однако при такой замене будет $g(t_к, t)=\infty$. Поэтому, чтобы определить $j_{нт}$, произведем сначала замену $t$ не на $t_к$, а на $t_{к-}$, где $t_{к-}$ отличается от $t_к$ на бесконечно малую величи-

ну, а после нахождения $j_{нт}$ при использовании времени $t_{к-}$ перейдем к пределу, полагая $t_{к-} \to t_к$. Кроме того, будем считать, что в уравнении (2.4.3) дальность определяется равенством $Д = v_{сб}(t_к - t)$. Это равенство, означающее протекание процесса самонаведения до дальности $Д = 0$, приемлемо для решения задачи о нахождении ускорения $j_{нт}$, поскольку дальность $Д_к$, на которой ракета становится неуправляемой, незначительна.

Теперь, когда все параметры и функции, входящие в соотношения (1.5.54) и (1.5.55), стали известными, после достаточно простых преобразований, определяемых этими соотношениями, найдем, что при $Г_{11} = \infty$

$$j_{нт} = 3\, v_{сб}\, \hat{\omega}_в, \qquad (2.4.7)$$

где $\hat{\omega}_в$ — измеренное значение (текущая оценка) угловой скорости $\omega_в$.

Сравнение алгоритма (2.4.7) с формулой (2.2.3), показывает, что $j_{нт}$ равняется требуемому нормальному ускорению ракеты $N_0 v_{сб} \omega_в$ при методе пропорционального сближения, если навигационная постоянная $N_0 = 3$. Сказанное означает близость реально используемого метода пропорционального наведения и алгоритма траекторного управления, который вытекает из теории оптимального управления при условиях, оговоренных в начале параграфа. Формула (2.4.7) при точных измерениях, когда $\hat{\omega}_в = \omega_в$, получена сравнительно давно [16].

Для рассматриваемых здесь уравнений состояния (2.4.3) и измерений (2.4.4) на основе (1.5.56) находим

$$\dot{\hat{\omega}}_в = \frac{2\,\hat{\omega}_в}{t_к - t} - \frac{j_{нт}}{v_{сб}\,(t_к - t)} + k_{11}\,(z - \hat{\omega}_в), \qquad (2.4.8)$$

где коэффициент усиления $k_{11}$ определяется формулой (1.5.57) и уравнением (1.5.58).

Динамическая структурная схема контура самонаведения, соответствующая уравнениям (2.4.3), (2.4.4), (2.4.7) и (2.4.8), показана на рис. 2.8; при этом учтено, что $v_{сб}(t_к - t) = Д$. Как видно из рис. 2.8, несмотря на неустойчивость ОУ, контур самонаведения оказывается устойчивым, что объясняется наличием цепей отрицательных обратных связей по нормальному ускорению $j_{нт}$. Схема на рис. 2.8 реализуется, если точно известны дальность $Д$ и скорость сближения $v_{сб}$. На практике $Д$ и $v_{сб}$ неизвестны и их приходится измерять. Хотя ошибки измерений $Д$ и $v_{сб}$ обычно небольшие, целесообразно все-таки оценивать увеличение среднеквадратического отклонения (СКО) для конечного промаха $h_y$ по сравнению с потенциальной среднеквадратической погрешностью самонаведения ракеты при точном знании $Д$ и $v_{сб}$.

Если цель является маневрирующей, но модуль $v_ц$ ее скорости $v_ц$ остается неизменным, то линеаризованное кинематическое уравнение записывается в виде (1.3.29). Учитывая, что при $v = \mathrm{const}$ и

$v_ц = \text{const}$ выполняется равенство $Д = v_{сб}(t_к - t)$, вместо (1.3.29) получаем уравнение

$$\dot{\omega}_в = \frac{2}{t_к - t}\omega_в + \frac{1}{v_{сб}(t_к - t)} \dot{j}_{нц} - \frac{1}{v_{сб}(t_к - t)} \dot{j}_н. \qquad (2.4.9)$$

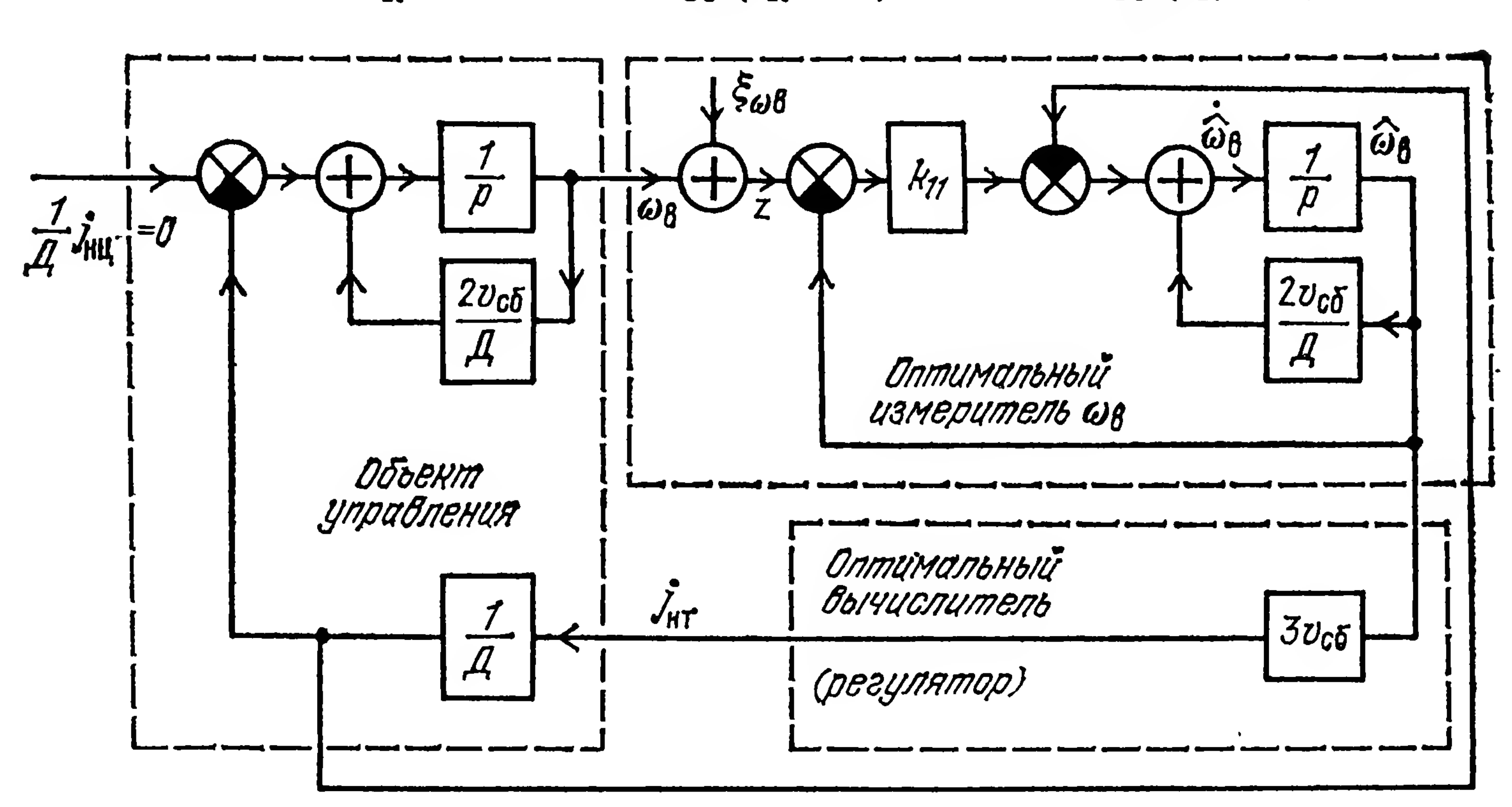



Рис. 2.8

По современным взглядам достаточно общей является гипотеза о случайном характере изменения нормального ускорения цели $j_{нц}$. При этом предполагается, что $j_{нц}$ образуется как результат прохождения белого шума $\xi_j$ с известной корреляционной функцией через инерционное динамическое звено [42]. В таких условиях ускорение $j_{нц}$ представляет низкочастотный шум, связанный с $\xi_j$ линейным дифференциальным уравнением

$$dj_{нц}/dt + \alpha_j j_{нц} = \xi_j. \qquad (2.4.10)$$

Здесь $T_j = 1/\alpha_j$ — постоянная времени фильтра нижних частот (ФНЧ), математической моделью которого является инерционное динамическое звено. Случайный процесс $j_{нц}$ имеет корреляционную функцию

$$R_{jц}(\tau) = D_{jц} \exp(-\alpha_j |\tau|), \qquad (2.4.11)$$

где $D_{jц}$ — дисперсия ускорения $j_{нц}$. Дисперсия случайного процесса $j_{нц}$ составит $D_{jц}$, если корреляционная функция шума $\xi_j$ будет равна

$$R_{\xi j}(\tau) = 2\alpha_j D_{jц} \delta(\tau). \qquad (2.4.12)$$

Чтобы прийти к используемому в линейной теории оптимального управления векторно-матричному дифференциальному уравнению состояния, введем вектор $\mathbf{x}$ с составляющими $x_1 = \omega_в$ и $x_2 = j_{нц}/v_{сб}$. Тогда на основании (2.4.9) и (2.4.10) получим уравнение состояния (1.5.31), в котором

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \frac{2}{t_к - t} & \frac{1}{t_к - t} \\ 0 & -\alpha_j \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{v_{сб}(t_к - t)} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} j_н \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \xi_x = \begin{bmatrix} 0 \\ \xi_j \end{bmatrix}.$$

Принимая во внимание, что ГСН измеряет угловую скорость $\omega_в$ линии визирования со случайной ошибкой $\xi_{\omega в}$ на входе измерителя, характеризуемой белым шумом с нулевым математическим ожиданием и известной спектральной плотностью, будем иметь в данной задаче уравнение измерений (2.4.4). Решаемая здесь задача состоит в нахождении оптимального требуемого нормального ускорения $j_{нт}$ ракеты, минимизирующего критерий качества

$$\hat{I} = M_у \left\{ \mathbf{x}^т (t_к) \mathbf{\Gamma} (t_к) \mathbf{x} (t_к) + \int_{t_0}^{t_к} \mathbf{u}^т (\tau) \mathbf{K}^{-1} \mathbf{u} (\tau) \, d\tau \right\}, \qquad (2.4.13)$$

где $\mathbf{K}$ — единичная матрица размера $2 \times 2$, а $\mathbf{\Gamma}(t_к) = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$.

При таком критерии качества минимизируются средняя энергия вектора управления и среднеквадратическое значение угловой скорости $\omega_в$, что эквивалентно минимизации конечного промаха $h_y$.

Для поставленной задачи и выбранного критерия качества вектор оптимального траекторного управления $\mathbf{u}$ определяется соотношениями (1.5.54) и (1.5.55) при $\mathbf{x}_{тт} = 0$. Следуя методике нахождения $\mathbf{u}$ для неманеврирующей цели, вычислим прежде всего фундаментальную матрицу $\mathbf{g}(t, t_0)$ уравнения состояния (1.5.31) с учетом приведенных выше формул для матриц $\mathbf{F}$, $\mathbf{C}$ и векторов $\mathbf{u}$, $\xi_x$. При определении $\mathbf{g}(t, t_0)$ векторы $\mathbf{u}$ и $\xi_x$ нужно считать равными нулю. Кроме того, целесообразно рассматривать отдельно уравнения

$$\dot{x}_1 = \dot{\omega}_в = \frac{2}{t_к - t} x_1 + \frac{1}{t_к - t} x_2 \qquad (2.4.14)$$

и

$$\dot{x}_2 = j_{нц}/v_{сб} = -\alpha_j x_2. \qquad (2.4.15)$$

Уравнение (2.4.15) имеет решение

$$x_2 = x_{20} \exp[-\alpha_j (t - t_0)], \qquad (2.4.16)$$

где $x_{20}$ — значение $x_2$ в момент начала самонаведения ракеты.

Используя метод вариации постоянных, отыскиваем далее $x_1(t)$ в виде

$$x_1(t) = C \exp\left[ \int_{t_0}^{t} k_1(t_1) \, dt \right], \qquad (2.4.17)$$

где $C$ — варьируемая постоянная, а $k_1(t) = 2/t_к - t$.

Заменив $x_1$ в уравнении (2.4.14) с помощью равенства (2.4.17), находим

$$\dot{C} = k_2(t) x_2(t) \exp\left[ \int_{t}^{t_0} k_1(t_1) dt_1 \right],$$

где

$$k_2(t) = 1/t_к - t.$$

Отсюда следует, что

$$C=x_1(t_0)+\int\limits_{t_0}^{t}\exp\left[\int\limits_{\eta}^{t_0}k_1(t_1)\,dt_1\right]k_2(\eta)\,x_2(\eta)\,d\eta.$$

Поэтому с учетом формулы (2.4.16) получаем

$$x_1(t)=\exp\left[\int\limits_{t_0}^{t}k_1(t_1)\,dt_1\right]x_1(t_0)+$$

$$+x_2(t_0)\int\limits_{t_0}^{t}\exp\left[\int\limits_{\eta}^{t}k_1(t_1)\,dt_1-\alpha_j(\eta-t_0)\right]k_2(\eta)\,d\eta. \qquad (2.4.18)$$

На основании (2.4.16) и (2.4.18) находим

$$g(t,\ t_0)=$$

$$=\begin{bmatrix}\exp\left[\int\limits_{t_0}^{t}k_1(t_1)\,dt_1\right] & \int\limits_{t_0}^{t}\exp\left[-\alpha_j(\eta-t_0)+\int\limits_{\eta}^{t}k_1(t_1)\,dt_1\right]k_2(\eta)\,d\eta\\ 0 & \exp\left[-\alpha_j(t-t_0)\right]\end{bmatrix}. \qquad (2.4.19)$$

Вычислив интегралы, входящие в (2.4.19), получим

$$g(t,\ t_0)=$$

$$=\begin{bmatrix}\left(\frac{t_{\text{к}}-t_0}{t_{\text{к}}-t}\right)^2 & \frac{\exp[-\alpha_j(t-t_0)]}{\alpha_j^2(t_{\text{к}}-t)^2}\left[1-\alpha_j(t_{\text{к}}-t)-\frac{1-\alpha_j(t_{\text{к}}-t_0)}{\alpha_j^2(t_{\text{к}}-t)^2}\right]\\ 0 & \exp[-\alpha_j(t-t_0)]\end{bmatrix}. \qquad (2.4.20)$$

Для нахождения $g(t_{\text{к}},\ t)$ необходимо заменить $t$ и $t_0$ в соотношении (2.4.20) на $t_{\text{к}}$ и $t$ соответственно. Определенная таким образом матрица $g(t_{\text{к}},\ t)$ будет иметь равные бесконечности элементы, содержащиеся в первой строке. Чтобы этого избежать при вычислении вектора $\mathbf{u}$, заменим сначала $t_{\text{к}}$ на $t_{\text{к}-}$, где, как и прежде, $t_{\text{к}-}$ отличается от $t_{\text{к}}$ на бесконечно малую величину, а затем при получении окончательной формулы для $\mathbf{u}=j_{\text{нт}}$ перейдем к пределу, полагая, что $t_{\text{к}-}\to t_{\text{к}}$.

После того как все матрицы, входящие в (1.5.54) и (1.5.55), стали известными, в результате необходимых преобразований, предусматриваемых этими соотношениями, получим следующую формулу для оптимального требуемого нормального ускорения ракеты:

$$j_{\text{нт}}=3v_{\text{сб}}\hat{\omega}_{\text{в}}+\frac{3}{\alpha_j^2(t_{\text{к}}-t)^2}\left\{\exp[-\alpha_j(t_{\text{к}}-t)]+\alpha_j(t_{\text{к}}-t)-1\right\}\hat{j}_{\text{нц}}. \qquad (2.4.21)$$

Здесь $\hat{\omega}_{\text{в}}$ и $\hat{j}_{\text{нц}}$ — оценки угловой скорости $\omega_{\text{в}}$ и нормального ускорения цели $j_{\text{нц}}$. При этом оценка $\hat{j}_{\text{нц}}$ получается без измерения

$j_{нц}$. Для нахождения $\hat{\omega}_в$ и $\hat{j}_{нц}$ можно воспользоваться результатами теории калмановской фильтрации. Если учитывать уравнение состояния (1.5.31) применительно к решаемой задаче и уравнение измерений (2.4.4), то оптимальный линейный измеритель $\omega_в$ и $j_{нц}$ характеризуется уравнением (1.5.56). В этом уравнении матрицу $\mathbf{k}_ф$, которая должна иметь размер 2×2, запишем в виде

$$\mathbf{k}_ф = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix},$$

где элементы $k_{11}$, $k_{12}$, $k_{21}$ и $k_{22}$ подлежат определению с помощью формул (1.5.57) и (1.5.58). Принимая во внимание известные матрицы $\mathbf{F}$ и $\mathbf{C}$, а также равенство единице матрицы $\mathbf{H}$ в рассматриваемой задаче, на основании (1.5.56) при условии, что $t_к - t = Д/v_{сб}$, находим

$$\dot{\hat{\omega}}_в = -\frac{2v_{сб}}{Д}\hat{\omega}_в + \frac{1}{Д}(\hat{j}_{нц} - j_{нт}) + k_{11}(z - \hat{\omega}_в), \tag{2.4.22}$$

$$\dot{\hat{j}}_{нц} = \alpha_j \hat{j}_{нц} + k_{21} v_{сб}(z - \hat{\omega}_в). \tag{2.4.23}$$

В соответствии с уравнением состояния (1.5.31) применительно к рассматриваемой задаче и уравнениями (2.4.4), (2.4.21),— (2.4.23) при учете, что $t_к - t = Д/v_{сб}$, получается показанная на рис. 2.9 динамическая структурная схема оптимального контура

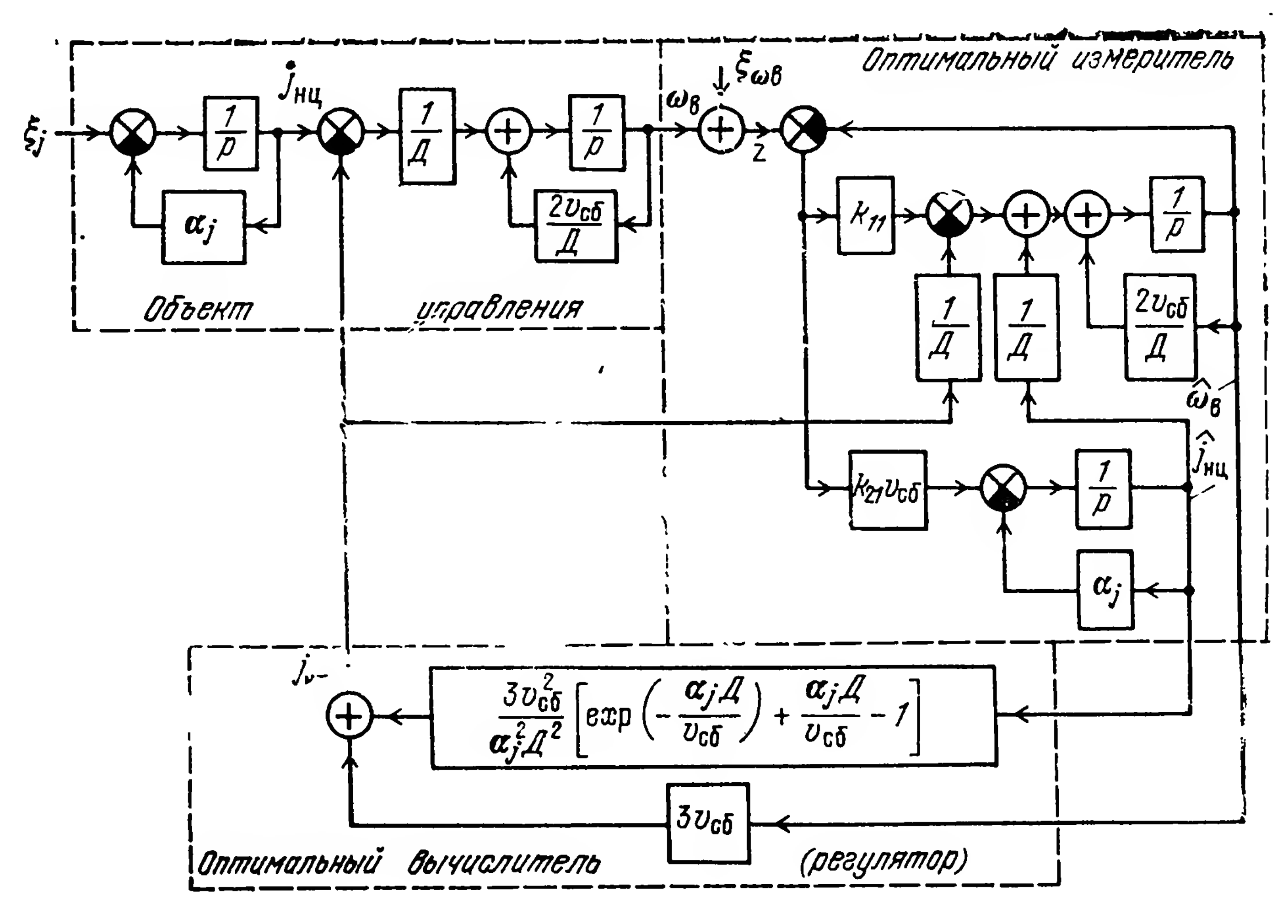



Рис. 2.9

траекторного управления. Из рис. 2.9 следует, что схема контура самонаведения ракеты на маневрирующую цель намного сложнее схемы контура самонаведения ракеты на неманеврирующую цель. Для реализации схемы, показанной на рис. 2.9, должны оцениваться $\omega_в$ и $j_{нц}$, а также должны быть известными параметр $\alpha_j$, дальность $Д$ и скорость сближения $v_{сб}$. На практике $Д$ и $v_{сб}$ не извест-

ны точно, в силу чего не представляется возможным создать оптимальную линейную систему самонаведения. Однако при небольших ошибках оценок $Д$ и $v_{сб}$ параметры схемы на рис. 2.9 оказываются близкими к оптимальным.

Формула (2.4.21) характеризует по существу видоизмененный метод пропорционального наведения со смещением. Под смещением здесь понимается дополнительное требуемое нормальное ускорение ракеты, определяемое вторым слагаемым в (2.4.21).

Чтобы упростить вычислитель, функцию $\exp[-\alpha_j(t_к-t)] = \exp(-\alpha_j Д/v_{сб})$, где коэффициент $\alpha_j Д/v_{сб}$ уменьшается по мере сближения ракеты с целью, заменяют степенным рядом с оставлением в нем слагаемых в степени, не превышающей трех. При такой замене

$$j_{нт} = 3 v_{сб} \hat{\omega}_в + 0{,}5\left(3 - \frac{\alpha_j Д}{v_{сб}}\right) \hat{j}_{нц}. \tag{2.4.24}$$

Если цель маневрирует с неизменным во времени нормальным ускорением ($j_{нц}=\text{const}$), что соответствует равенству $\alpha_j=0$, то, как видно из (2.4.24), оптимальное нормальное ускорение будет

$$j_{нт} = 3 v_{сб} \hat{\omega}_в + 1{,}5 \hat{j}_{нц}. \tag{2.4.25}$$

Отсюда видно, что при $j_{нц}=\text{const}$ знание дальности не требуется.

# ГЛАВА ТРЕТЬЯ

# *Общие сведения о радиоэлектронных устройствах систем самонаведения*

## 3.1. Основные виды и свойства сигналов, используемых радиоэлектронными устройствами систем самонаведения

**1. Импульсные радиолокационные сигналы с низкой частотой повторения.** Из зарубежных источников известны некогерентные и когерентные сигналы с низкой частотой повторения импульсов (НЧПИ). При этом некогерентные сигналы являются обычно простыми, а среди когерентных сигналов встречаются как простые, так и сложные. Наиболее широко известны простые сигналы с длительностью импульсов от долей микросекунд до нескольких микросекунд и скважностью 1000...2000. Вместе с тем имеются сведения (см., например, [104]) о простых радиолокационных сигналах с НЧПИ и малой скважностью.

Некогерентные сигналы с НЧПИ пригодны для активных систем самонаведения пилотируемых самолетов, а также для активных, полуактивных и пассивных систем самонаведения ракет; при-

чем предполагается, что пассивное самонаведение ракеты осуществляется на РЛС противника.

Применение некогерентных импульсных сигналов с НЧПИ и большой скважностью в активных радиолокационных устройствах самонаводящихся самолетов и ракет дает возможность достаточно точно измерять дальность до цели, скорость сближения УО с целью, углы ее пеленга в плоскостях азимута и наклона, составляющие угловой скорости линии визирования в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. Однако нужно помнить, что для измерения скорости сближения требуется следящий дальномер с двумя интеграторами. При нахождении ракеты на подвеске самолета активная РГС может выполнять роль обзорной РЛС самолета, если последняя оказалась неработоспособной, например, за счет действия помех [39, 66].

Некогерентное активное РЛУ с малой длительностью импульсов способно селектировать цель на окружающем ее фоне, анализируя такие параметры принимаемого сигнала, как направление его прихода, поляризация, несущая частота и т. д. Однако наилучшим образом оно разрешает цели по дальности.

Полуактивные и пассивные РГС способны измерять угловые координаты и угловую скорость линии визирования. Но если в состав полуактивной РГС введен дополнительный приемник, предназначенный для приема непосредственно сигналов подсвета цели, то такая РГС может селектировать цель по дальности и измерять $Д$.

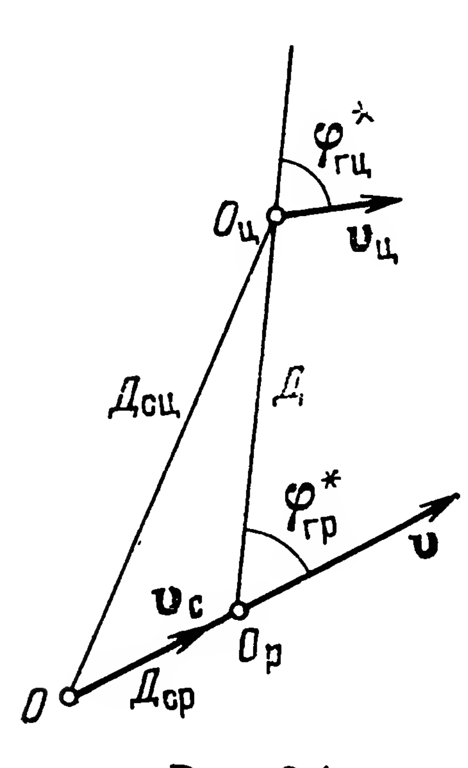


Рис. 3.1

При наведении ракеты с упреждением измерение дальности до цели с помощью полуактивной РГС будет сопровождаться методической ошибкой $\Delta Д_м$. Для оценки $\Delta Д_м$ рассмотрим рис. 3.1, где точками $О$, $О_ц$ и $О_р$ обозначены самолет, цель и ракета соответственно. При этом предполагается, что скорость перемещения точки $О_р$ определяется вектором $\mathbf{v}$, направление которого совпадает с прямой $ОО_р$. Векторы $\mathbf{v}_с$ и $\mathbf{v}_ц$ характеризуют скорости самолета и цели.

Для измерения дальности на ракете ее дальномер получает сигналы от двух приемников. Один из них принимает синхронизирующие импульсы самолетной РЛС подсвета цели, а другой — импульсы, отражаемые целью. Дальномер ракеты при учете лишь методической ошибки измеряет дальность

$$Д_1 = 0{,}5\,(Д_{сц} + Д - Д_{ср}),$$

Ошибка

$$\Delta Д_м = Д_1 - Д = 0{,}5\,(Д_{сц} - Д - Д_{ср}). \qquad (3.1.1)$$

При $v_ц$=const, $\varphi^*_{гц}$=const и $v$=const угол $\varphi^*_{гр}$ в процессе идеального самонаведения не изменяется.

Поэтому

$$Д=Д_0-v_{сб}t, \qquad (3.1.2)$$

где $Д_0$ — расстояние между целью и ракетой в момент начала процесса самонаведения, а $v_{сб}=-\dot{Д}$ — скорость сближения ракеты с целью.

Из треугольника $OO_цO_р$ находим

$$Д_{сц}=(Д^2+Д_{ср}^2+2ДД_{ср}\cos\varphi_{гр}^*)^{0,5}. \qquad (3.1.3)$$

Если скорость полета ракеты в направлении $OO_р$ относительно точки $O$ обозначить $v_р$, то с учетом (3.1.2) получим, что

$$Д_{ср}=v_р(Д_0-Д)/v_{сб}$$

и, следовательно,

$$\Delta Д_м=\frac{1}{2}\left\{\left[Д^2+\frac{v_р^2}{v_{сб}^2}(Д_0-Д)^2+2\frac{v_р}{v_{сб}}Д(Д_0-Д)\cos\varphi_{гр}^*\right]^{0,5}-\right.$$

$$\left.-Д-\frac{v_р}{v_{сб}}(Д_0-Д)\right\}. \qquad (3.1.4)$$

Анализ формулы (3.1.4) показывает, что ошибка $\Delta Д_м$ равна нулю при атаках целей на догонных курсах ($\varphi^*_{гр}$), а также при $Д=Д_0$ и $Д=0$ независимо от величины $\varphi^*_{гр}$. Во всех иных ситуациях ошибка $\Delta Д_м$ отлична от нуля; причем ввиду неравенства $Д_{сц}<Д+Д_{ср}$ выполняется условие $\Delta Д_м<0$. Максимальное значение $|\Delta Д_м|$ может достигать нескольких сотен метров [66].

Помимо селекции цели по дальности, в полуактивных системах самонаведения цель можно селектировать по частоте следования отраженных импульсов. Для этого на ракете используется **генератор стробирующих импульсов**, синхронизируемый приходящими от цели импульсами. Предварительная синхронизация генератора стробирующих импульсов должна осуществляться по сигналам дальномера самолетной РЛС. При селекции цели по частоте повторения импульсов приемник сигналов синхронизации на ракете не нужен. Однако такой селектор не способен измерять дальность до цели.

В системах пассивного самонаведения ракет на РЛС с немодулированными некогерентными импульсными зондирующими сигналами возможна селекция сигналов поражаемой РЛС по несущей частоте, частоте повторения импульсов, их длительности и амплитуде. Селекция цели по дальности и измерение дальности импульсными пассивными радиолокационными головками самонаведения невозможны, так как отсутствует опорный сигнал, который определяет начало отсчета дальности.

При использовании простых радиоимпульсов с НЧПИ и большой скважностью получаются весьма простые РЛУ, если в них производится некогерентная обработка радиосигналов. Обнаружение целей такими РЛУ при отсутствии искусственно создаваемых радиопомех, отражений от местных предметов и подстилающей

поверхности происходит на фоне лишь внутренних шумов приемника. Увеличение дальности при этом ограничивает импульсная мощность радиолокационных передатчиков, габариты антенных устройств и чувствительность приемников.

Основной недостаток некогерентных импульсных сигналов подсвета цели с НЧПИ состоит в том, что получающиеся при этом РЛУ не обеспечивают обнаружение и автосопровождение воздушных целей, летящих ниже самолета и ракеты, а также маловысотные воздушные цели, если они движутся на одинаковой высоте с самолетом или ракетой. В обоих случаях сигнал, отраженный от подстилающей поверхности, будет нарушать нормальную работу РЛУ. Сказанное качественно иллюстрируется рис. 3.2 и 3.3. На рис. 3.2 показаны самолет $O$ и летящая ниже его воздушная цель $O_ц$. Самолет снабжен некогерентной импульсной РЛС. Основной луч диаграммы направленности ее антенной системы совмещен с целью, наклонная дальность до которой равна $Д$.

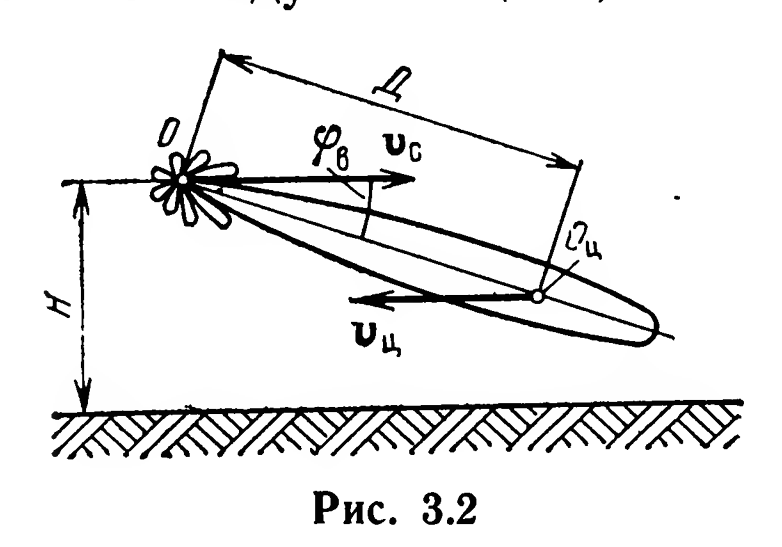



Рис. 3.2

Распределение мощности сигнала $P_{прм}$ на выходе приемника импульсных РЛС по шкале текущей дальности $Д_{тек}$ (временных задержек) показано на рис. 3.3. Такое распределение получается,

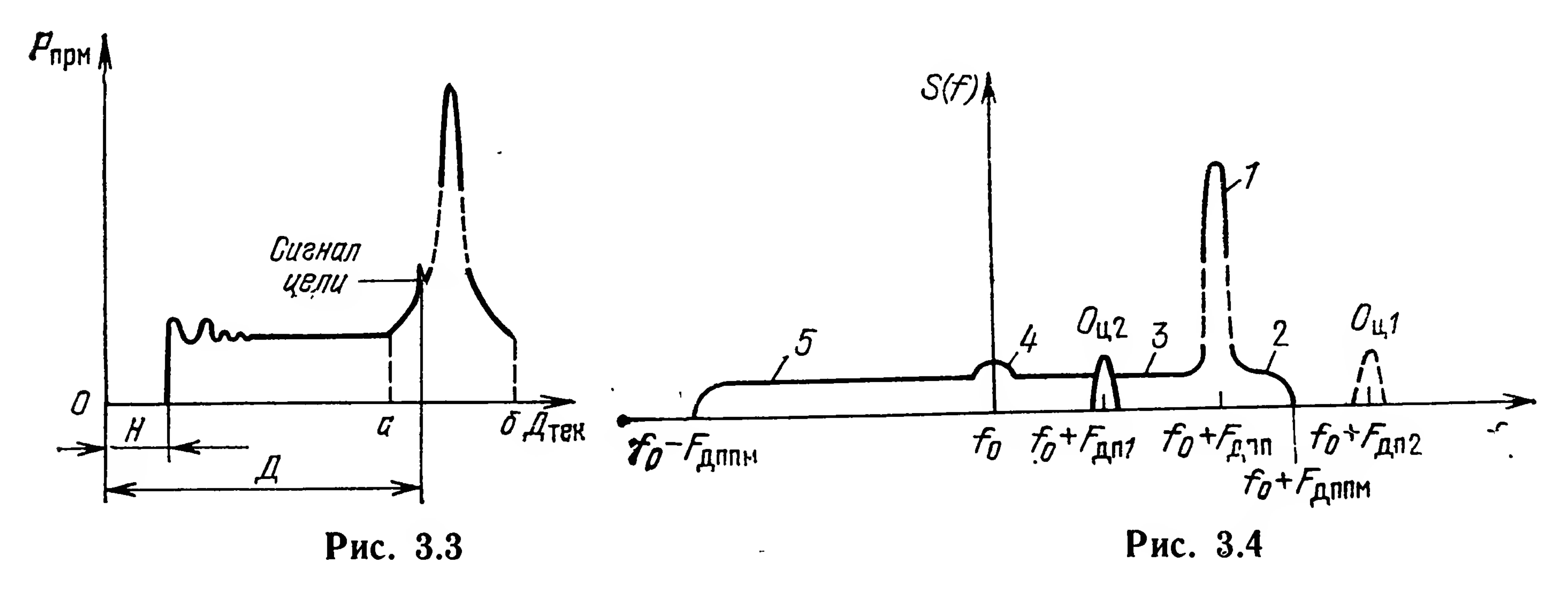



Рис. 3.3 Рис. 3.4

если, например, путем сдвига во времени стробирующего импульса осуществить последовательный «просмотр» всех дистанций, с которых приходит отраженный сигнал. Отражения отсутствуют до расстояний, равных высоте $H$ полета самолета. Когда $Д_{тек}$ становится равной $H$, а потом превышает $H$, на РЛС начинают действовать радиосигналы, принимаемые сначала по боковым лепесткам, далее по основному лучу, а затем снова по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Применение в РЛС компенсаторов боковых лепестков несколько ослабляет сигнал, поступающий по этим лепесткам.

На дальности $Д_{тек}=Д$ в РЛС приходит сигнал от цели, но он оказывается в значительной мере замаскированным поступающим

по главному лепестку диаграммы направленности антенны отражениями от подстилающей поверхности (участок *аб* на рис. 3.3). Осуществить автоматическое сопровождение цели по дальности и угловым координатам в таких условиях практически невозможно.

Чтобы выделить (отселектировать) движущуюся цель на фоне отражений от подстилающей поверхности, можно использовать простые или сложные когерентные радиолокационные сигналы с НЧПИ. Такие сигналы наиболее пригодны для самолетных РЛС и активных РГС ракет. Это объясняется тем, что в активных РЛС и РГС сравнительно легко получается необходимый для когерентной обработки опорный сигнал, действующий одновременно с импульсами, поступающими от цели. Проще всего реализуются когерентные самолетные РЛС и активные РГС в соответствии с принципом внешней когерентности [90].

**2. Непрерывные сигналы подсвета целей.** Простейшим непрерывным сигналом подсвета целей является гармонический сигнал. Основное достоинство такого сигнала состоит в том, что он обеспечивает высококачественную селекцию цели по скорости. Поэтому при использовании гармонического сигнала подсвета возможно самонаведение на цели, перемещающиеся на малых высотах и на фоне земли. Для иллюстрации на рис. 3.4 показан амплитудный спектр сигналов, поступающих в РГС от движущейся цели и от земли, именуемой в последующем подстилающей поверхностью, при условии, что ракета находится на подвеске самолета, который имеет станцию подсвета цели (СПЦ) [66].

Облучение подстилающей поверхности осуществляется как по основному, так и по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны СПЦ. При облучении в направлении нормали к земной поверхности частоты излучаемых и принимаемых радиосигналов одинаковы и равны $f_0$. Участки подстилающей поверхности, расположенные левее и правее этой нормали, отражают сигналы с частотами $f_{01}<f_0$ и $f_{02}>f_0$ соответственно, что обусловливается доплеровским смещением частоты за счет движения самолета относительно подстилающей поверхности. Спектр сигнала $u_{\text{пп}}$, отражаемого подстилающей поверхностью, занимает участок частот, равный приблизительно удвоенной максимальной доплеровской частоте $F_{\text{дппм}}$ сигнала $u_{\text{пп}}$.

Цель (рис. 3.2) облучается по основному лепестку диаграммы направленности антенны. При сближении РГС с целью на встречных курсах спектр отраженного от нее сигнала, обозначенный на рис. 3.4 через $O_{\text{ц1}}$, располагается вблизи частоты $f_0+F_{\text{дп2}}$. Если РГС сближается с целью на догонных курсах, то средняя частота отраженного от нее сигнала смещается относительно $f_0$ на величину $F_{\text{дп1}}$ [39].

В общем случае можно выделить пять характерных областей в спектре мешающих отражений от земли. Область *1*, соответствующая отражениям от подстилающей поверхности в направлении основного лепестка диаграммы направленности антенны РГС. Интенсивность составляющих спектра в этой области на 20...60 дБ

больше, чем во всех остальных областях. Пиковое значение мощности мешающих сигналов при этом приходится на доплеровскую частоту

$$F_{\text{дпп}}=\frac{2v_c}{\lambda}\cos\varphi_{\text{в}},$$

где $v_c$ — скорость горизонтального полета самолета, а $\varphi_{\text{в}}$ — угол наклона диаграммы направленности антенны (см. рис. 3.2). Протяженность первой области определяется шириной $\theta_{\text{л}}$ основного лепестка диаграммы направленности антенны станции подсвета цели и при нахождении самолета и цели в одной и той же вертикальной плоскости примерно равна

$$\Delta f_1=\frac{2v_c}{\lambda}\left[\cos(\varphi_{\text{в}}-0{,}5\,\theta_{\text{л}})-\cos(\varphi_{\text{в}}+0{,}5\,\theta_{\text{л}})\right].$$

Если угол $\theta_{\text{л}}$ малый и $\varphi_{\text{в}}>0{,}5\theta_{\text{л}}$, то

$$\Delta f_1\simeq\frac{2v_c\,\theta_{\text{л}}}{\lambda}\sin\varphi_{\text{в}}.$$

Область *2* образуется за счет отражений в направлениях боковых лепестков диаграммы направленности антенны, расположенных выше главного лепестка. Здесь доплеровские частоты больше, чем в области *1*; причем максимальная доплеровская частота равна $2v_c/\lambda$.

Область *3* характеризует спектр сигнала, поступающего от подстилающей поверхности по боковым лепесткам диаграммы направленности, которые лежат ниже основного лепестка (рис. 3.2). В силу такого расположения боковых лепестков доплеровские частоты в области *3* меньше $F_{\text{дпп}}$. Область *4* характеризует так называемые высотные отражения, т. е. отражения от точек подстилающей поверхности, расположенных вблизи нормали, которая проведена с самолета на землю. Приращение доплеровской частоты для этих отражений близко к нулю. Наконец, область *5* обусловлена приемом отражаемых подстилающей поверхностью сигналов от ее точек, расположенных левее только что указанной нормали.

Из рис. 3.4 видно, что при наведении на приближающуюся цель отражения от подстилающей поверхности не влияют на функционирование РГС. Такое же утверждение справедливо и для аналогичных по принципу действия радиолокационных устройств иного назначения. Отсутствие отражений от подстилающей поверхности в этих условиях позволяет получать достаточно большие дальности обнаружения целей и осуществлять автоматическое сопровождение их по скорости сближения $v_{\text{сб}}$ и угловым координатам. При атаках целей на догонных курсах спектр частот отраженных от них сигналов попадает в область *3* и на рис. 3.4 он обозначен символом $O_{\text{ц2}}$. Здесь также возможно автоматическое измерение скорости сближения, угловых координат цели и их производных по времени. Однако дальность *Д*, начиная с которой обеспечиваются требуемые точности измерений, меньше, чем в случае самонаведения на приближающуюся цель. Если скорость сближения с целью

такова, что спектр отраженного от нее сигнала располагается в области *1*, то обнаружение цели и измерение относительных координат и их производных по времени невозможно.

Чтобы сформировать, например, в РГС сигнал, характеризующий скорость $v_{сб}$, необходимо опорное напряжение. В полуактивных РГС оно образуется в результате обработки непосредственно сигналов станции подсвета цели. Эти сигналы принимаются на ракете дополнительным приемником, который часто называют приемником канала синхронизации (опорного канала) [93].

Полуактивные РГС снабженные приемниками канала синхронизации, именуются РГС с внешней когерентностью. Создание радиолокационного устройства (РЛУ) с внутренней когерентностью при использовании непрерывного сигнала подсвета цели возможно лишь в тех случаях, когда его передающая и приемная установки расположены в одном и том же месте или вблизи друг от друга.

Устройства с монохроматическим сигналом подсвета цели достаточно просты в техническом выполнении, но им присущи серьезные недостатки, которые ограничивают их применение. Один из них состоит в том, что при монохроматическом сигнале нельзя определить дальность до цели. Поэтому возможен захват на автосопровождение целей, находящихся вне зоны досягаемости ракеты. Чтобы данный недостаток исключить, непрерывный сигнал подсвета цели модулируют по частоте. В качестве модулирующих могут использоваться самые разнообразные по форме сигналы. Простейшим из них является гармонический сигнал, при котором ЧМ напряжение станции подсвета цели имеет вид [66]

$$u_{сп}(t) = U_{сп}\cos(\omega t + \beta \sin \Omega t). \qquad (3.1.5)$$

Здесь $U_{сп}$ и $\omega$ — амплитуда и несущая угловая частота сигнала подсвета цели; $\Omega$ — частота модулирующего напряжения, называемая часто дальномерной частотой; $\beta$ — индекс частотной модуляции. Величина частоты $\Omega$ выбирается так, чтобы обеспечивалось однозначное измерение дальности до цели.

Другие основные недостатки как монохроматического, так и модулированных непрерывных зондирующих сигналов заключаются в том, что не обеспечивается разрешение целей по дальности и функционирование приемных устройств, антенны которых удалены от антенны передатчиков на малые расстояния. Вследствие этого непрерывные сигналы подсвета целей могут использоваться только для полуактивных и пассивных систем самонаведения.

**3. Импульсные радиолокационные сигналы с высокой частотой повторения.** Если простые импульсные как некогерентные, так и когерентные сигналы подсвета цели с НЧПИ и большой скважностью обеспечивают однозначное измерение дальности и не позволяют использовать эффект Доплера для измерения радиальной скорости цели $v_{ц}$ или скорости сближения $v_{сб}$ самонаводящегося объекта с целью, то при простом когерентном зондирующем сигнале с высокой частотой повторения (ВЧПИ), который в последующем именуется квазинепрерывным сигналом, достигается од-

нозначное измерение $v_{сб}$ или $v_ц$, а дальность $Д$ определяется неоднозначно. Чтобы осуществить однозначное измерение $Д$ при квазинепрерывном излучении (КНИ), прибегают к использованию нескольких частот повторения радиоимпульсов или модуляции их параметров [104, 108].

Квазинепрерывные сигналы подсвета целей начали внедряться в радиолокационные устройства (РЛУ) в связи со стремлением получить высококачественную селекцию движущихся целей по доплеровской частоте $F_{дп}$ на фоне интенсивных пассивных помех и отражений от подстилающей поверхности при использовании единой приемопередающей антенной системы в каждом РЛУ и сохранении им хорошей разрешающей способности по дальности. Чтобы селектировать цели по $F_{дп}$ и измерять их скорости движения или скорости сближения с РЛУ, его передатчик вырабатывает когерентные радиоимпульсы, а при обработке принятых сигналов реализуется принцип внутренней когерентности. При этом измерение $v_{сб}$ будет однозначным, если частота повторения импульсов выбирается из условия

$$F_и \geqslant F_{дп\,м} + F_{дппм},$$

где $F_{дпм}$ — максимальная доплеровская частота сигнала, поступающего от обнаруживаемой воздушной цели, а $F_{дппм}$ — максимальная доплеровская частота в спектре отражений от подстилающей поверхности.

По возможности обнаруживать и автоматически сопровождать движущиеся цели при наличии отражений от подстилающей поверхности квазинепрерывные зондирующие сигналы приводят практически к тем же результатам, что и непрерывные сигналы подсвета целей. Чтобы в этом убедиться, рассмотрим спектр $S(f)$ сигналов, поступающих от воздушной цели и подстилающей поверхности в приемник самолетной РЛС с КНИ. При этом будем предполагать, что самолет движется на неизменной высоте $H$ с постоянной скоростью $v_c$ и что приемник стробируется по дальности импульсами, следующими друг за другом с периодом повторения $T_и$. В таких условиях на вход приемника РЛС одновременно будут приходить импульсы за счет отражений от значительного числа участков подстилающей поверхности. Каждый участок при наличии боковых лепестков у диаграммы направленности антенны представляет собой кольцо шириной $0{,}5c\tau_и$, где $\tau_и$ — длительность стробирующего импульса, которая совпадает с длительностью каждого из импульсов, формируемых передатчиком РЛС. Расстояние между соседними кольцами составляет $0{,}5cT_и$, т. е. пропорционально периоду $T_и$.

Периодически излучаемые зондирующие когерентные импульсы можно рассматривать как сумму гармонических составляющих с частотами $f_k = f_0 \pm kF_и$, где $f_0$ — несущая частота РЛС, а $k$ — любое целое число. Каждая составляющая с частотой $f_k$ подобна непрерывному гармоническому зондирующему сигналу. Поэтому спектр $S(f)$ имеет вид, представленный на рис. 3.5, где приняты

те же обозначения, что и на рис. 3.4. Однако максимальное и минимальное доплеровские приращения частоты сигналов, поступающих от подстилающей поверхности, составляют приблизительно $2v_c/\lambda_k$ и $-2v_c/\lambda_k$ соответственно, где $\lambda_k = c/f_k$.

В приемном устройстве РЛС с КНИ выделяется и обрабатывается одна из составляющих спектра импульсов, поступающих от воздушной цели. Для конкретности последующих рассуждений будем считать, что обрабатывается составляющая, которая порождена гармоникой $u_{f_0}$ зондирующего сигнала, имеющей частоту $f_0$.

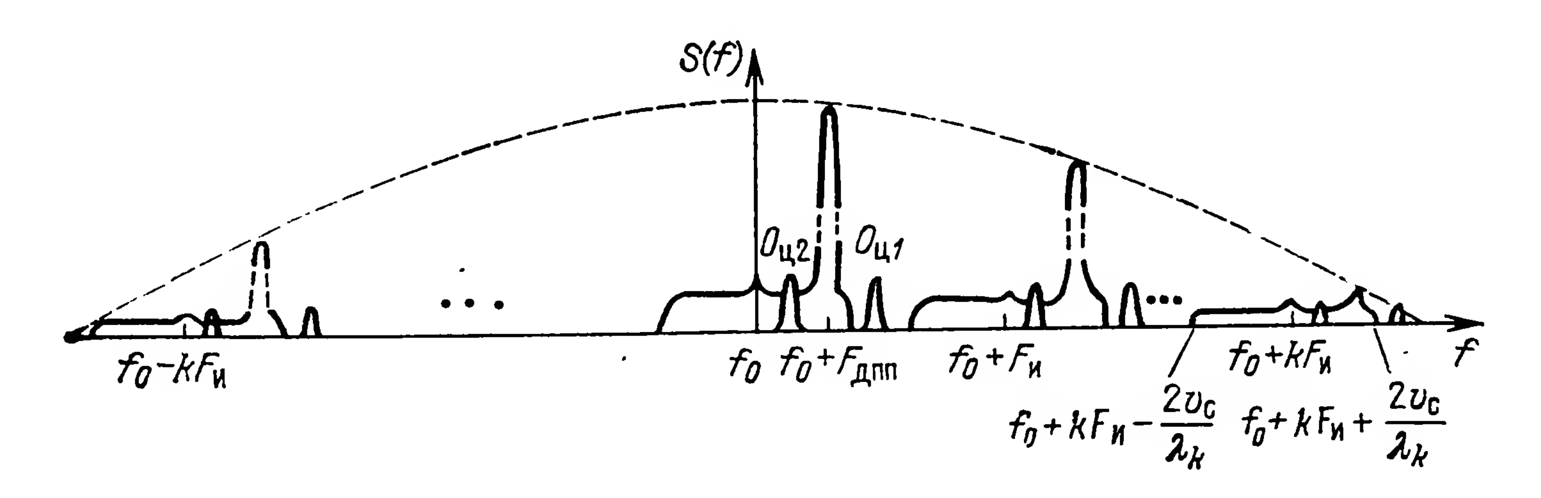



Рис. 3.5 [108].

Из рис. 3.5 видно, что при сближении самолета с целью на встречном и встречно-пересекающихся курсах спектр $O_{ц1}$ сигнала, отражаемого целью, располагается в области частот, свободной от помех подстилающей поверхности. В такой ситуации дальность действия РЛС зависит только от отношения $q_E$ энергии полезного сигнала к спектральной плотности внутреннего шума приемника. Упомянутое выше стробирование приемника обеспечивает такое же значение $q_E$, как и в РЛС с непрерывным гармоническим сигналом $u_{нг}$, если мощности напряжений $u_{f_0}$ и $u_{нг}$ одинаковые. Покажем это, полагая, что зондирующие импульсы имеют прямоугольную огибающую.

Если максимальное напряжение принимаемых импульсов составляет $U_м$, то амплитуда их гармонической составляющей, обусловленной напряжением $u_{f_0}$, равна

$$U_{f_0} = U_м/Q,$$

где $Q$ — скважность импульсной последовательности.

Мощность сигнала, выделяемая на нагрузочном сопротивлении величиной 1 Ом гармоническим напряжением с амплитудой $U_{f0}$, $P_f = U^2_m/2Q^2 = P_и/Q^2$, где $P_и$ — импульсная мощность, которая выделяется на том же нагрузочном сопротивлении.

Средняя мощность импульсного сигнала $P_{ср} = P_и/Q$. Поэтому $P_{f_0} = P_{ср}/Q$.

Вместе с уменьшением в $Q$ раз средней мощности полезного сигнала снижается в то же число раз на выходе селектора по дальности спектральная плотность внутренних шумов приемника, действующих на выходе его УПЧ. Поэтому, если обозначить спект-

ральную плотность шумов на выходе УПЧ через $G_0$, то спектральная плотность шумов на выходе селектора дальности составит

$$G_0/Q = G_{сд}$$

и

$$P_{f_0}/G_{сд} = P_{ср}/G_0.$$

Отсюда следует вывод: если мощность $P_н$ РЛС с непрерывным сигналом подсвета и средняя мощность РЛС с КНИ равны друг другу, то оба этих типа РЛС обладают одинаковой дальностью действия. Сделанный вывод справедлив, когда не учитывается бланкирование приемника РЛС с КНИ на время излучения ее передатчика. Такое бланкирование приводит к потерям $E_{пс}$ энергии $E_с$ полезного сигнала при приеме, поскольку за счет большого значения $F_и$ существуют интервалы времени, в течение которых образуются на входе приемника РЛС одновременно зондирующие и отраженные целью импульсы. Приближенно можно считать, что $E_{пс} = E_с/Q$. Если $Q = 3 \ldots 5$, то при $P_н = P_{ср}$ дальность обнаружения РЛС с КНИ будет меньше аналогичной дальности для РЛС с непрерывным зондирующим сигналом лишь на $5 \ldots 10\%$.

При сближении самолета с целью на догонном и догонно-пересекающихся курсах в приемнике РЛС с КНИ будет обрабатываться смесь сигналов $u_ц$ и $u_{пп}$, поступающих от цели и от подстилающей поверхности. При этом спектр первого из них обозначен на рис. 3.5 через $O_{ц2}$, а спектр отражений от подстилающей поверхности подобен спектру в области *3* на рис. 3.4. Наличие помехового сигнала $u_{пп}$ приводит к уменьшению дальности действия РЛС с КНИ. Однако при $P_н = P_{ср}$ дальность действия РЛС с КНИ при атаках цели на догонных и догонно-пересекающихся курсах может быть больше по сравнению с дальностью действия РЛС, осуществляющей подсвет цели непрерывным сигналом. Такое утверждение объясняется тем, что благодаря стробированию РЛС с КНИ энергия $E_{пп}$ сигнала, получаемого за счет отражений от подстилающей поверхности, будет при КНИ приближенно в $Q$ раз меньше, чем при непрерывном зондирующем сигнале. В то же время потери энергии полезного сигнала составляют примерно лишь $E_{пс} = E_с/Q$. Из сказанного следует, что $q_к = q_н(Q-1)$, где $q_к$ и $q_н$ — отношения энергий полезного сигнала и отражений от подстилающей поверхности в РЛС с КНИ и непрерывным зондирующим сигналом.

Когерентные зондирующие радиоимпульсы с ВЧПИ пригодны не только для самолетных РЛС, но и для активных и полуактивных радиолокационных головок самонаведения (РГС) ракет. При этом создание полуактивных РГС связано с одной специфической особенностью, обусловленной необходимостью осуществлять когерентную обработку сигналов. Дело в том, что в качестве опорного сигнала для полуактивной РГС могут служить только импульсы, поступающие непосредственно от передатчика подсвета цели. Но они не совпадают чаще всего по времени с импульсами, идущими в РГС от цели. Чтобы в таких условиях иметь опорный сигнал,

действующий одновременно с отраженным сигналом цели, импульсные напряжения на входах каждого из двух приемников РГС приходится преобразовывать в непрерывные, выделяя из импульсов по одной гармонике с одинаковыми номерами. При высокой частоте повторения импульсов такие преобразования реализуются технически сравнительно просто.

**4. Импульсные радиолокационные сигналы со средней частотой повторения.** Такие сигналы являются когерентными. Они в общем случае не обеспечивают однозначное измерение ни дальности *Д* до цели, ни ее радиальной скорости или скорости сближения $v_{сб}$ самонаводящего объекта с ней. Вместе с тем при атаках низколетящих целей на догонных и догонно-пересекающихся курсах, когда скорость сближения $v_{сб}=100\ldots200$ м/с, возможно однозначное измерение $v_{сб}$. Действительно, при указанной скорости сближения и $\lambda=3$ см доплеровское смещение частоты зондирующего сигнала составляет приблизительно лишь 6,7 ... 13,4 кГц.

Наиболее характерное для импульсных радиолокационных сигналов со средней частотой повторения (СЧПИ) состоит в том, что при их использовании получается бо́льшая дальность обнаружения движущихся целей в условиях наличия отражений от подстилающей поверхности, чем при ВЧПИ, если цели атакуются на догонных и догонно-пересекающихся курсах. Чтобы в этом убедиться, рассмотрим рис. 3.6, полагая, что самолет движется на неизменной высоте. Оси $OX_0$ и $OZ_0$ образуют прямоугольную систему координат $OX_0Z_0$, начало которой совмещено с самолетом *O*, и располагаются вдоль линии пути и перпендикулярно к ней соответственно. Предполагается, что вектор скорости самолета совпадает с осью $OX_0$.

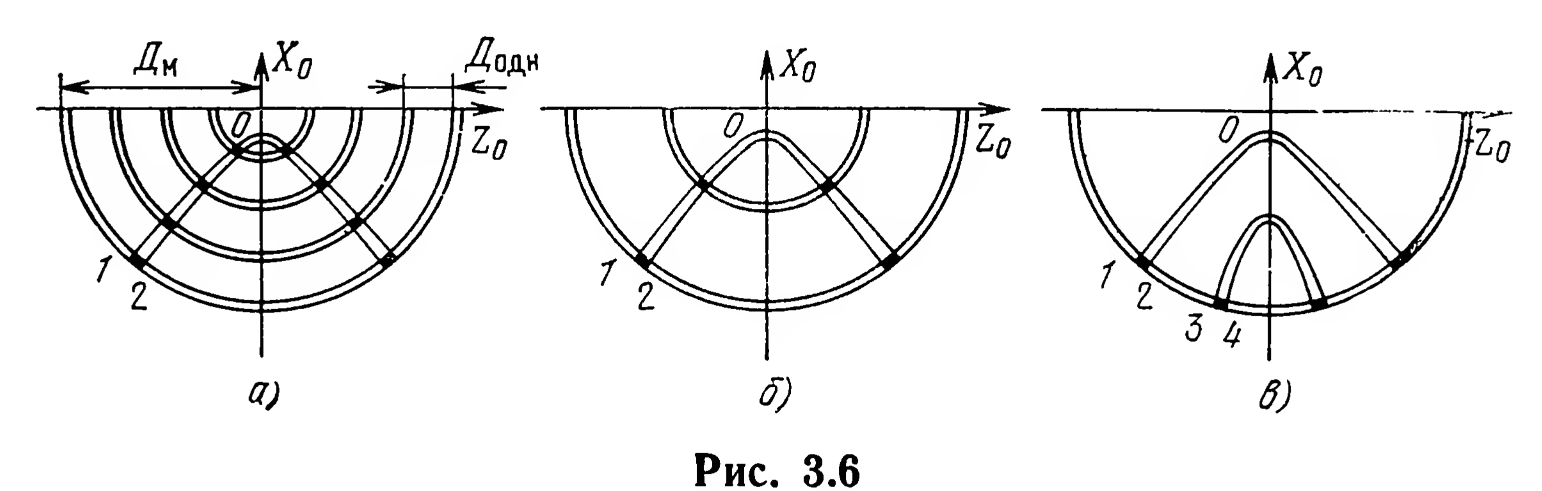



**Рис. 3.6**

На рис. 3.6, *а* показаны для гипотетической РЛС с ВЧПИ четыре полукольца равных дальностей с шириной $0{,}5c\tau_и$ и расстоянием между соседними полукольцами $Д=0{,}5cT_и$, а также изодопы *1* и *2*, соответствующие двум значениям доплеровской частоты сигналов, отражаемых подстилающей поверхностью. Расстояние $Д_{одн}$ равняется дальности, измеряемой однозначно. Как следует из рис. 3.6,*а*, рассматриваемая РЛС способна измерять максимальную дальность $Д_{мах}=4Д_{одн}$. В общем случае число полуколец равных дальностей равняется $n_д=Д_{max}/Д_{одн}$. Изодопы *1*, *2* на рис. 3.6,*а* разделены интервалом частот $\Delta F_ф$, равным полосе пропускания фильтра в системе селекции цели по скорости [135].

На дальность обнаружения рассматриваемой здесь РЛС оказывает влияние помеховый сигнал $u_{пп1}$, который образуется в результате суммирования отражений от восьми участков подстилающей поверхности. Эти участки соответствуют темным полоскам на рис. 3.6,*а*. В общем случае число таких участков составляет $n_у = 2n_д$.

Если зондирующие сигналы с СЧПИ имеют частоту следования $F_{ис} = 0{,}5F_и$, то получится два полукольца равных дальностей (рис. 3.6,*б*). В такой ситуации и при условии, что скорость сближения (или скорость цели) измеряется однозначно, помеховый сигнал $u_{пп2}$ порождается отражениями лишь от четырех участков подстилающей поверхности (рис. 3.6,*б*). Вследствие этого $u_{пп2} < u_{пп1}$. Снижение $u_{пп2}$ по сравнению с $u_{пп1}$ связано не только с уменьшением $n_у$ при $F_{ис} = 0{,}5F_и$, но и с удалением первого полукольца равных дальностей от РЛС. При дальнейшем уменьшении $F_и$ вдвое получается картина, показанная на рис. 3.6,*в*. Как видно из рис. 3.6,*в*, теперь однозначно измеряется дальность до цели в диапазоне $0 \ldots Д_{max}$ и наблюдаются две пары изодоп (*1*, *2* и *3*, *4*) с интервалом частот в каждой паре $\Delta F_ф$. Сравнение рис. 3.6,*б* и 3.6,*в* показывает, что отмеченное выше повторное уменьшение $F_и$ не приводит к изменению числа $n_у$. Однако помеховый сигнал $u_{пп3}$, который образуется, если исходить из рис. 3.6,*в*, будет меньше $u_{пп2}$. Это объясняется дальнейшим увеличением расстояния от РЛС до тех участков подстилающей поверхности, отражения от которых необходимо учитывать.

Обобщая предыдущие рассуждения, можно прийти к выводу, что зондирующие сигналы с СЧПИ наиболее целесообразны тогда, когда при атаках низколетящих целей на догонных и догонно-пересекающихся курсах реализуется однозначное измерение скорости сближения $v_{сб}$ (или радиальной скорости цели $v_ц$). Менее резкие, но вместе с тем заметные преимущества в тех же условиях атак целей сигналы с СЧПИ имеют при неоднозначном измерении и дальности $Д$ и скорости $v_{сб}$ (или $v_ц$).

Если цель атакуется на встречных или встречно-пересекающихся курсах, то по дальности действия РЛС с СЧПИ уступает РЛС с КНИ. С учетом особенностей РЛС с СЧПИ и КНИ при их сближении с целями под разными ракурсами следует считать целесообразным на практике поочередное излучение сигналов с СЧПИ и ВЧПИ в пределах заданных промежутков времени.

**5. Сигналы оптического диапазона.** В зарубежной технике самонаведения находят применение сигналы видимого и инфракрасного (теплового) участков этого диапазона электромагнитных волн. Видимые оптические сигналы характеризуются длинами волн 0,4...0,76 мкм. Они используются телевизионными, оптическими и иногда лазерными прицелами, а также аналогичными по наименованию головками самонаведения ракет. С помощью инфракрасных лучей, занимающих диапазон волн 0,76...400 мкм, осуществляется пассивное самонаведение самолетов и ракет на источники теплово-

го излучения. Кроме того, инфракрасные лучи применяются в полуактивных лазерных и некоторых пассивных ТВ системах самонаведения [57].

В зарубежной литературе основное внимание уделяется чаще всего таким имеющим тепловое излучение целям, как летательные аппараты с поршневыми и реактивными двигателями, корабли военно-морского флота, самоходные орудия, промышленные предприятия и тепловые электростанции. При этом анализируются, как правило, индикатрисы излучения. Под индикатрисой излучения понимают геометрическое место точек концов векторов энергетической силы света $I_э$ различных точек поверхности излучателя в нормальном направлении [56, 57]. Индикатриса подобна в некотором роде диаграмме переизлучения радиоволн целью.

К основным источникам теплового излучения на самолетах и вертолетах с поршневыми двигателями относятся выхлопные патрубки, выходящие из них отработанные газы и капоты двигателей. Индикатриса теплового излучения самолета с двумя поршневыми двигателями в горизонтальной плоскости показана на рис. 3.7.

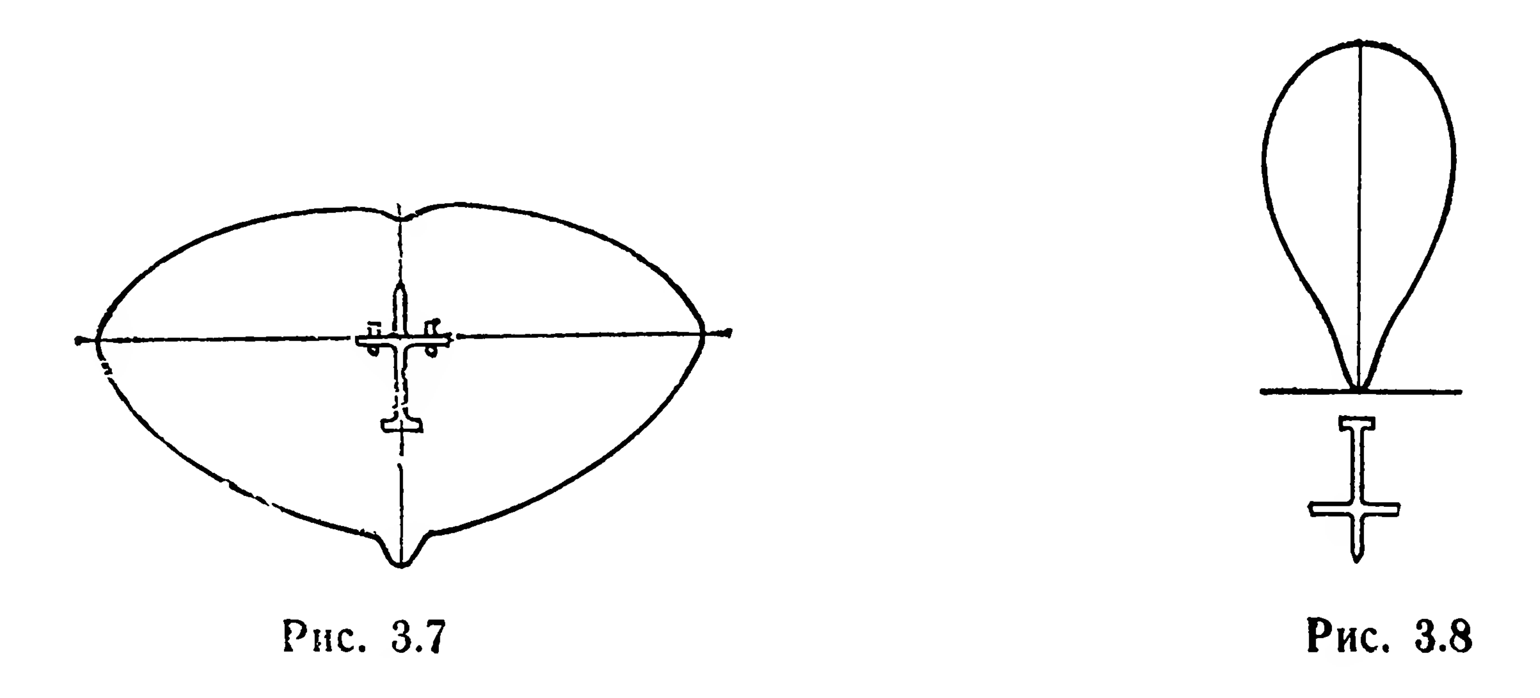


Рис. 3.7

Рис. 3.8

Основным источником теплового излучения у дозвуковых реактивных самолетов является двигатель. Наибольшая доля излучения в двигателе падает на его агрегаты, находящиеся во внутренней открытой полости (лопатки турбины и внутренние поверхности удлинительной трубы и реактивного конуса). Эти агрегаты излучают до 75% от общей мощности теплового излучения, индикатриса которого в горизонтальной плоскости имеет вид, представленный на рис. 3.8.

Когда реактивный самолет перемещается со сверхзвуковой скоростью, важным дополнительным источником теплового излучения становится его обшивка, интенсивно нагреваемая встречным потоком воздуха. При этом с ростом скорости полета, удельный вес излучения обшивки увеличивается.

Зарубежные ракеты с плоскостной аэродинамической симметрией, маршевым реактивным двигателем и сверхзвуковой скоростью полета аналогичны по характеристикам теплового излучения сверхзвуковым реактивным самолетам. Когда скорость этих ракет до-

звуковая, источником теплового излучения является двигатель. Для ряда видов таких ракет свойственно наличие на них лишь стартовых реактивных двигателей, которые работают всего несколько секунд. После старта ракеты по окончании работы двигателей могут создавать поток теплового излучения только за счет аэродинамического нагрева их фюзеляжа и крыльев.

К основным источникам теплового излучения на кораблях военно-морского флота относятся выхлопные трубы, факел их выхлопных газов и части палубы, примыкающие к силовым установкам. На промышленных предприятиях главными источниками тепловой энергии являются энергетические установки: доменные и мартеновские печи, печи для обжига руды и т. д., а у танков и самоходных орудий — их двигатели внутреннего сгорания.

Ослабление лучистой энергии в атмосфере, обусловливаемое молекулярным поглощением, молекулярным рассеиванием и рассеиванием инородными частицами атмосферы, более сильное, чем энергии радиоволн. Подробные сведения о влиянии характеристик атмосферы и присутствующих в ней инородных веществ на распространение волн оптического диапазона содержатся в литературе по инфракрасной технике (см., например, [56, 57]). Здесь же отметим лишь, что наилучшая прозрачность в оптическом диапазоне наблюдается при длинах волн 0,4...1,3; 1,5...1,9; 2...2,26; 3...4; 4,3...5 и 8...13,5 мкм [56].

В реальных условиях каждый полезный тепловой луч сопровождается помехами, которые создаются окружающими цель источниками теплового излучения и попадают в поле зрения теплового информационного устройства системы самонаведения. Совокупность мешающих источников теплового излучения принято называть фоном излучения или просто фоном. В общем случае фон создается Землей, Солнцем, Луной и всеми другими планетами, звездами, облаками и иными неоднородностями в атмосфере и космосе, посторонними летательными аппаратами, искусственно созданными помехами и т. д. За счет фона снижается дальность действия систем самонаведения и ухудшаются их точностные характеристики.

В зарубежных образцах источниками тепловых лучей для самонаведения являются не только цели, но и специальные генераторы — лазеры. Наличие лазерных генераторов, обеспечивающих подсвет целей, позволяет создавать системы активного и полуактивного самонаведения. В настоящее время известны лазеры, вырабатывающие как тепловые лучи, так и видимые (световые) сигналы оптического диапазона [56, 57].

В зависимости от типа активного тела лазеры генерируют импульсные или непрерывные сигналы. Существуют также лазеры, способные работать и в импульсном режиме, и в режиме непрерывных колебаний. Наиболее существенной особенностью сигналов, формируемых лазером, является высокая степень их монохроматичности. Кроме того, лазеры обеспечивают получение весьма узкого (1′...10′) оптического луча [56]. Лазерные устройства обеспечива-

ют измерение дальности до цели, скорости сближения самонаводящего объекта с нею, относительных угловых координат цели и угловой скорости линии визирования. Благодаря малым ошибкам измерения параметров движения целей относительно самонаводящихся объектов к лазерным системам самонаведения за рубежом привлекается все большее внимание [56].

## 3.2. Радиолокационные устройства систем самонаведения

**1. Импульсные некогерентные устройства с низкой частотой повторения импульсов.** Типовая структурная схема некогерентных импульсных самолетных РЛС при наличии в их составе устройств автоматического сопровождения одной цели по угловым координатам и дальности представлена на рис. 3.9. При этом предполагается, что диаграмма направленности антенны является игольчатой и что антенный переключатель находится в приемо-передающем устройстве.

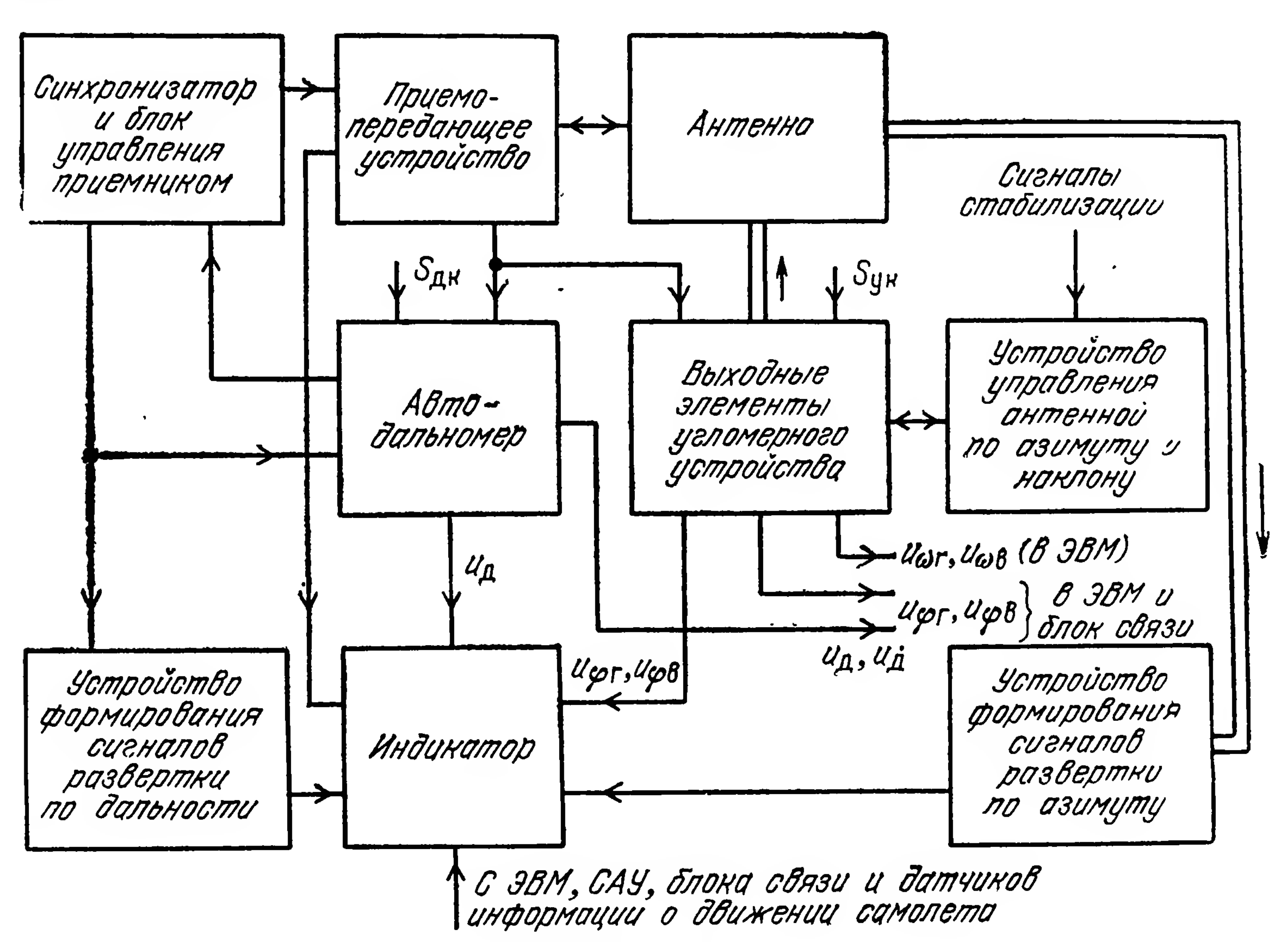



Рис. 3.9 [90]

Радиолокационная станция такого типа имеет два режима работы: режим обзора и режим автосопровождения. В режиме обзора осуществляется программное перемещение антенны по азимуту и наклону в пределах заранее установленных углов. Значения этих углов в различных условиях применения РЛС могут быть разными. Для перемещения антенны в пространстве по программе служит устройство управления антенной по азимуту и наклону, воздействующее на нее через выходные элементы угломерного устройства.

Угломерное устройство в целом включает антенну, приемник и выходные элементы. Часть этого устройства, содержащего антенну, приемник и фазовые детекторы с соответствующими усилителями, принято называть пеленгатором. За пеленгатором следуют усилитель мощности и устройства привода антенны. В состав угломерного устройства могут включаться также датчики угловых колебаний самолета и угловых перемещений антенны для стабилизации ее положения в пространстве. Развязка движений антенны от колебаний самолета может осуществляться и внешними сигналами стабилизации, поступающими, например, с самолетной системы курсовертикали. Связанное с антенной устройство формирования сигналов развертки по азимуту обеспечивает азимутальное перемещение луча в ЭЛТ индикатора.

Работой приемно-передающего устройства как в режиме обзора, так и в режиме автосопровождения управляет синхронизатор и блок управления приемником. С помощью импульсов синхронизатора осуществляется управление передатчиком РЛС и формирование сигналов блоком управления, обеспечивающих в приемнике функционирование систем автоматической регулировки усиления различных видов, системы автоматической регулировки уровня шумов и т. д. Кроме того, импульсы синхронизатора управляют устройством формирования сигналов развертки луча по дальности ЭЛТ индикатора.

В режиме обзора часто применяется индикатор типа дальность—азимут. Это обусловлено тем, что такой индикатор наиболее информативен. Импульсные сигналы о целях, находящихся в выбранном секторе обзора РЛС по азимуту и наклону, поступают с видеоусилителя приемника. Видеоусилитель связан с накопителем и пороговым устройством обнаружителя сигналов. Часто составной частью обнаружителя является также индикатор РЛС. Наряду с обнаружителем сигнала в состав приемно-передающего устройства включается и обнаружитель помех, информирующий о целесообразности изменения параметров РЛС или перевода ее в режим автосопровождения источника помех.

Помимо данных о дальности до цели и ее азимуте, на индикатор в режиме обзора подаются сигналы с ЭВМ, блока связи с аппаратурой ракет и датчиков информации о движении самолета. Чаще всего используются датчики, которые формируют сигналы о высоте самолета и углах его крена и тангажа [39, 90].

Из сказанного следует, что при работе РЛС в режиме обзора функционируют синхронизатор и блок управления приемником (СБУП), приемно-передающее устройство, антенна, устройства формирования сигналов развертки по дальности и азимуту, часть угломерного устройства, осуществляющая перемещение антенны в пространстве, и устройство управления антенной по азимуту и наклону. При автосопровождении цели из этого состава исключаются устройство управления антенной по азимуту и наклону, а также устройство формирования сигналов развертки по азимуту, пол-

ностью функционирует угломерное устройство и включается автодальномер. Пеленгатор угломерного устройства может быть моноимпульсным или иметь антенну с коническим сканированием диаграммы направленности, либо наконец, со скачкообразным переключением ее в каждой из плоскостей пеленгации [65].

На автодальномер и выходные элементы угломерного устройства при автосопровождении цели подаются импульсы с выхода приемника, который открывается на время действия сигналов, поступающих на вход РЛС от сопровождаемой цели. Для отпирания приемника используются проходящие через СБУП селекторные импульсы, вырабатываемые автодальномером, который содержит два интегратора [39]. Помимо выходных сигналов приемника, на автодальномер и выходные элементы угломерного устройства подаются корректирующие сигналы $s_{дк}$ и $s_{ук}$ соответственно, вырабатываемые нерадиотехническими датчиками корректирующих сигналов (ДКС), которые представляют собой гироскопические приборы, измерители ускорений и т. д. Они измеряют параметры поступательного движения центра масс самолета и угловых колебаний его относительно центра масс. Введение сигналов ДКС в автодальномер и угломерное устройство позволяет улучшить их точностные характеристики и помехоустойчивость РЛС (см. § 3.4, 5.3, 5.4, 6.3 и 6.4). Существенным при этом является обеспечение развязки угловых перемещений антенны и колебаний самолета вокруг центра масс.

Сигналы $u_д$, $u_{\varphi г}$ и $u_{\varphi в}$, характеризующие дальность $Д$ до цели и ее бортовые пеленги $\varphi_г$ и $\varphi_в$ в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, индицируются на экране ЭЛТ или на «лобовом стекле». Помимо того, индицируются поступающие с ЭВМ или САУ сигналы рассогласования, необходимые для ручного или директорного управления самолетом, сигналы датчиков информации о движении самолета, определяющие высоту его полета и углы крена и тангажа, а также сигналы, характеризующие разрешенные дальности пуска ракет и готовность их к пуску [15, 39, 90].

В ЭВМ с РЛС подаются сигналы $u_д$, $u_{\varphi г}$, $u_{\varphi в}$ и напряжения $u_{\dot{д}}$, $u_{\omega г}$, $u_{\omega в}$, которые отображают производную $\dot{Д}$ от $Д$ по времени и составляющие угловой скорости линии визирования в горизонтальной и вертикальной плоскостях. РЛС в режиме автосопровождения сопрягается также с блоком связи и с системой курсовертикали для получения от нее сигналов, обеспечивающих стабилизацию антенны. Блок связи передает сигналы целеуказания с РЛС в аппаратуру ракет и сигналов с аппаратуры ракет в РЛС и ЭВМ, где определяется готовность ракет к пуску.

Импульсные некогерентные РЛС активного типа, устанавливаемые на самонаводящихся ракетах и именуемые активными радиолокационными головками самонаведения (РГС), напоминают по своей структуре РЛС. Принципиальное отличие РГС от РЛС состоит в том, что в РГС отсутствует система визуальной индикации. Вместе с тем выходные сигналы РГС могут поступать на борт самолета для поиска и обнаружения целей при использовании ин-

дикатора РЛС, если нормальное функционирование ее по каким-либо причинам нарушено [66].

Возможный вариант структурной схемы некогерентной импульсной РГС активного типа представлен на рис. 3.10. Показанные здесь устройства, а также сигналы $s_{дк}$ и $s_{ук}$ имеют, по-существу, то же назначение что и в схеме на рис. 3.9.

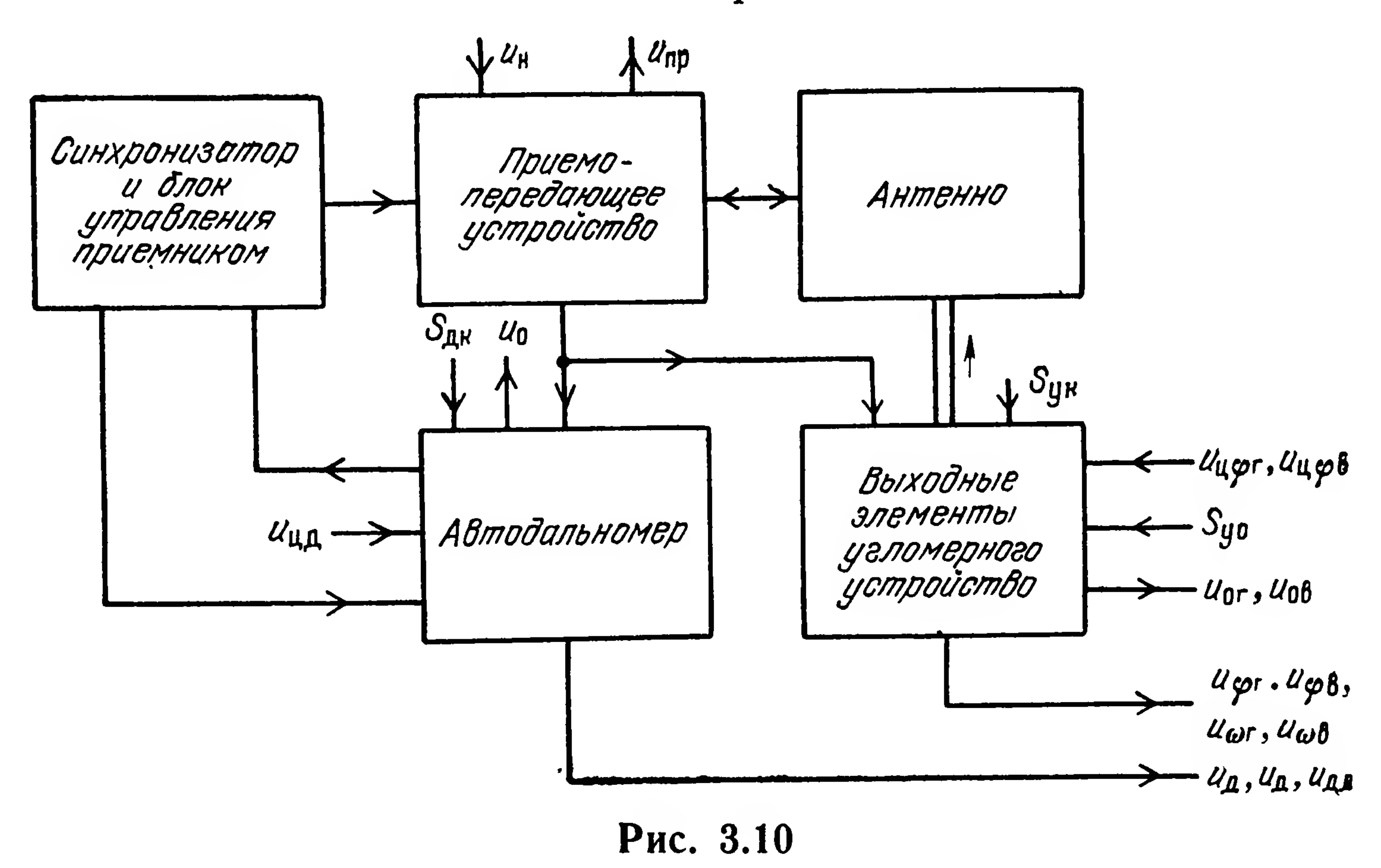



Рис. 3.10

С самолетной РЛС в РГС подаются сигналы целеуказания $u_{цд}$, $u_{ц\,\varphi в}$ и $u_{ц\varphi\,г}$ по дальности $Д$ и угловым координатам $\varphi_в$ и $\varphi_г$, напряжение $u_н$ для настройки приемника и сигнал $s_{уо}$ управления антенной. От РГС в РЛС поступают импульсное напряжение $u_{пр}$, вырабатываемое приемником, и напряжения $u_о$, $u_{ог}$ и $u_{ов}$ обратных связей в цепях целеуказания по $Д$, $\varphi_г$ и $\varphi_в$. Под действием сигнала $s_{уо}$ осуществляется при необходимости обзор пространства антенной РГС по азимуту и наклону. С помощью $u_{пр}$ на экране индикатора РЛС индицируются все цели, попадающие в пределы зоны обзора антенны РГС. Основное назначение сигналов целеуказания $u_{цд}$, $u_{ц\,\varphi\,г}$ и $u_{ц\varphi в}$ состоит в облегчении процесса захвата сигнала цели РГС на автосопровождение. За счет сигналов $u_ц\varphi_г$ и $u_{ц\,\varphi\,в}$ ось антенны РГС устанавливается в направлении на цель, а под действием сигнала $u_{цд}$, представляющего собой периодически следующие видеоимпульсы, которые являются аналогом импульсов цели в РЛС, автодальномер РГС осуществляет стробирование ее приемника в соответствии с измеренным в РЛС значением дальности до цели.

В режиме автосопровождения цели РГС формирует в общем случае сигналы $u_д$, $u_{\dot{д}}$, $u_{\varphi г}$, $u_{\varphi\,в}$, $u_{\omega\,в}$ и $u_{\omega\,г}$, которые подаются в вычислитель сигналов управления для автопилота ракеты. Помимо напряжений $u_д$ и $u_{\dot{д}}$, поступающих в вычислитель обычно в виде напряжений постоянного тока, автодальномер вырабатывает напряжение $u_{дд}$, которое является импульсным. Положение импульсов $u_{дд}$ на оси времени соответствует дальности до цели. Импульсы $u_{дд}$ используются вычислителем для формирования так назы-

ваемых дистанционных команд, т. е. команд, появляющихся на заранее установленных дальностях до цели. Под действием дистанционных команд изменяются профиль полета ракеты и параметры аппаратуры самонаведения.

На рис. 3.11 изображена структурная схема некогерентной импульсной РГС полуактивного типа, в которой, в отличие от предыдущей схемы, отсутствует передатчик, а приемник канала синхронизации с его антенной включен в состав полуактивной РГС вместо синхронизатора и блока управления приемником.

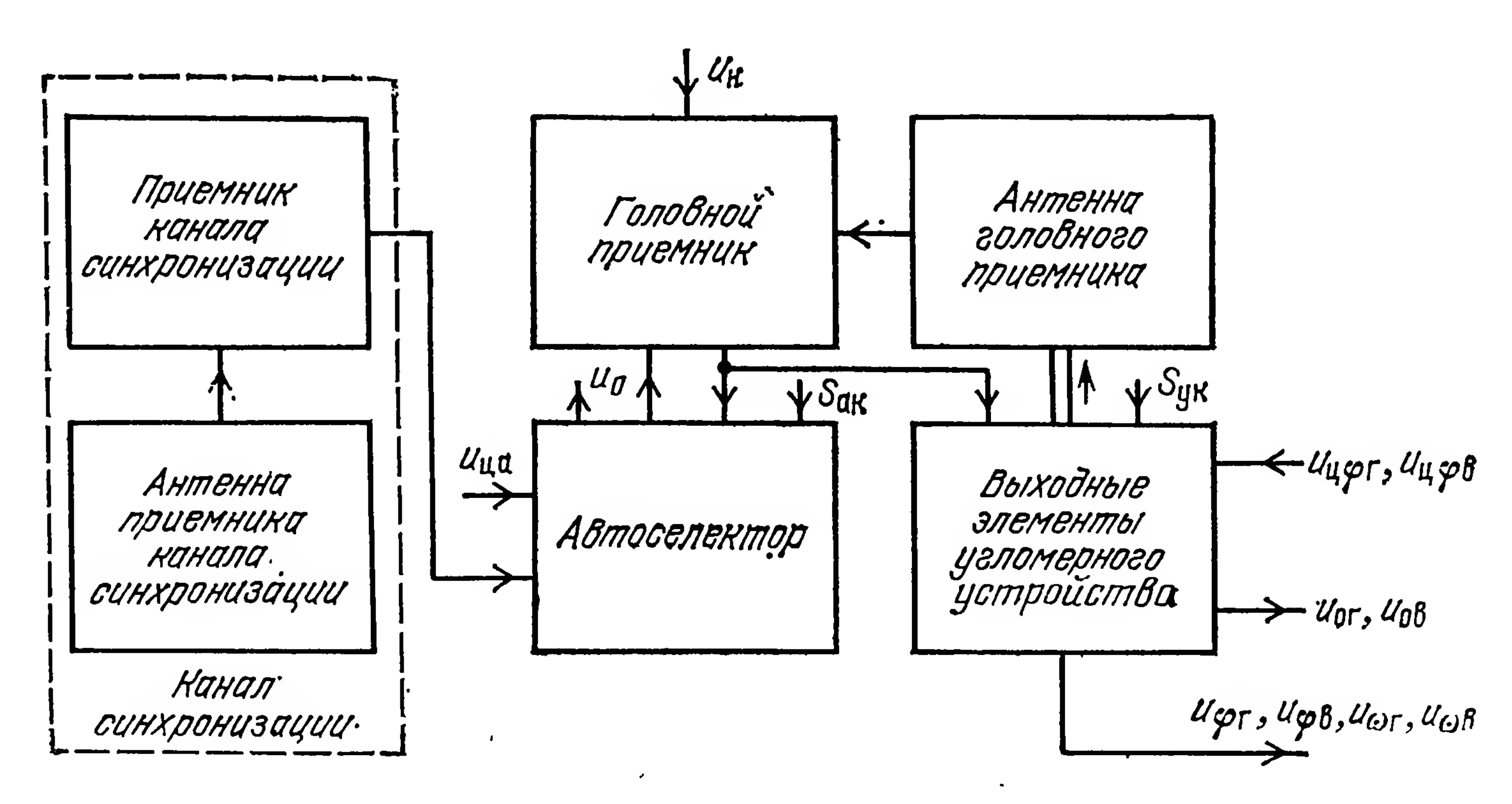



**Рис. 3.11** [66]

Канал синхронизации предназначен для приема сигналов станции подсвета цели (СПЦ). Его выходными импульсами синхронизируется автоселектор, на который подается корректирующий сигнал $s_{ак}$ и сигнал целеуказания $u_{ца}$. Автоселектор по принципу действия аналогичен автодальномеру РЛС. В тех случаях, когда СПЦ, самонаводящаяся ракета и цель не находятся на одной прямой, дальность до цели измеряется автоселектором с методической ошибкой, о чем уже говорилось в предыдущем параграфе. Автоселектор запирает головной приемник на время действия импульсов СПЦ и открывает его при приеме импульсов, поступающих от цели. Сигнал $s_{уа}$, показанный на рис. 3.10, в схему на рис. 3.11 обычно не подается.

В силу значительных методических ошибок измерения дальности $Д$ полуактивной РГС при больших углах упреждения, формирование дистанционных команд в полуактивных системах самонаведения с помощью РГС не представляется возможным.

Пассивная импульсная РГС всегда является некогерентной и может быть построена по схеме, представленной на рис. 3.12. Автоселектор пассивной РГС — это устройство, обеспечивающее селекцию цели (отпирание приемника) по частоте следования $F_и$ поступающих от цели импульсов, их длительности $\tau_и$ и амплитуде $U_и$. Предварительно автоселектор настраивается с помощью сигнала целеуказания $u_{ца}$ на требуемые значения $F_и$, $\tau_и$ и $U_и$. Остальные обозначения на рис. 3.12 те же, что и на предыдущей схеме.

Выходными сигналами пассивной РГС являются напряжения $u_{\varphi г}$, $u_{\varphi в}$, $u_{\omega г}$ и $u_{\omega в}$, которые характеризуют составляющие угловых координат и угловой скорости линии визирования в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

Рассмотренные выше радиолокационные устройства (РЛУ) в

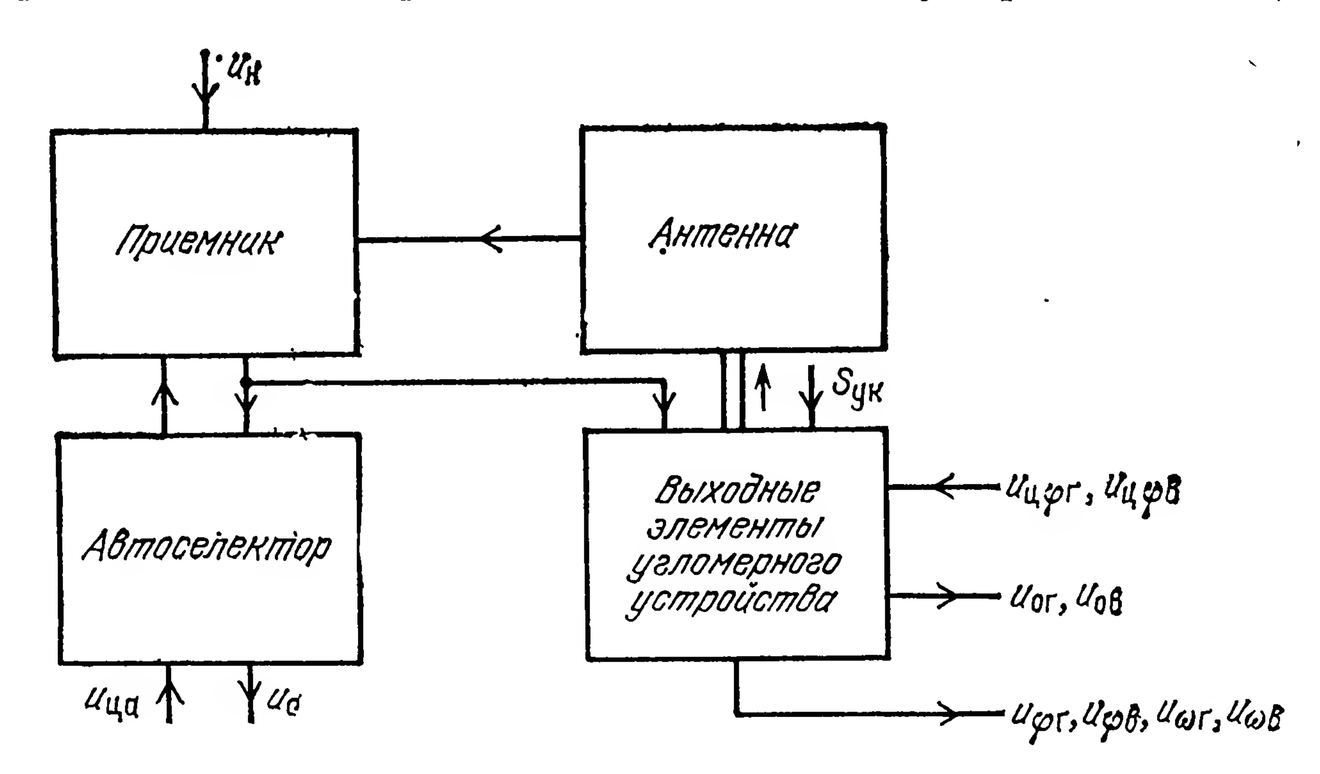



**Рис. 3.12** [66]

режиме автосопровождения способны определять относительные координаты и их производные по времени лишь одной цели. Такие «одноцелевые» устройства являются обязательными для ракет. На самонаводящихся объектах иного типа могут устанавливаться РЛС, антенны которых всегда работают в режиме обзора. Подобные РЛС осуществляют так называемое математическое автосопровождение нескольких разных целей и называются РЛС с автоматическим определением относительных координат и их производных по времени на проходе или по методу пачек. Чтобы РЛС, обеспечивающая математическое автосопровождение нескольких целей, имела приемлемые габаритно-массовые характеристики, в ней широко должны применяться цифровые устройства обработки сигналов [65].

При использовании РЛС с математическим автосопровождением в качестве СПЦ для полуактивной системы самонаведения ракеты приходится учитывать сравнительно редкое поступление в РГС сигналов, необходимых для коррекции траектории ракеты. Вследствие этого по мере уменьшения дальности *Д* до цели условия полуактивного самонаведения ракеты ухудшаются и в результате получается недопустимо большой промах, если период обзора $T_{обз}$ РЛС по угловым координатам не согласован с полосой пропускания $\Delta F_{кс}$ контура самонаведения. Чаще всего полное согласование $T_{обз}$ и $\Delta F_{кс}$ не реализуется, что приводит к необходимости переходить на активное самонаведение ракеты начиная с расстояния нескольких километров до цели.

**2. Полуактивные РГС при непрерывных сигналах подсвета цели.** Такие РГС получили применение в системах самонаведения ракет на воздушные и подвижные наземные цели. Вариант струк-

турной схемы полуактивной РГС при непрерывном сигнале подсвета цели представлен на рис. 3.13 [66].

Если в импульсных РГС и РЛС основной является селекция цели по дальности, то при непрерывных СПЦ цель лучше всего селектируется по скорости сближения $v_{сб}$ ракеты с нею. Каждому

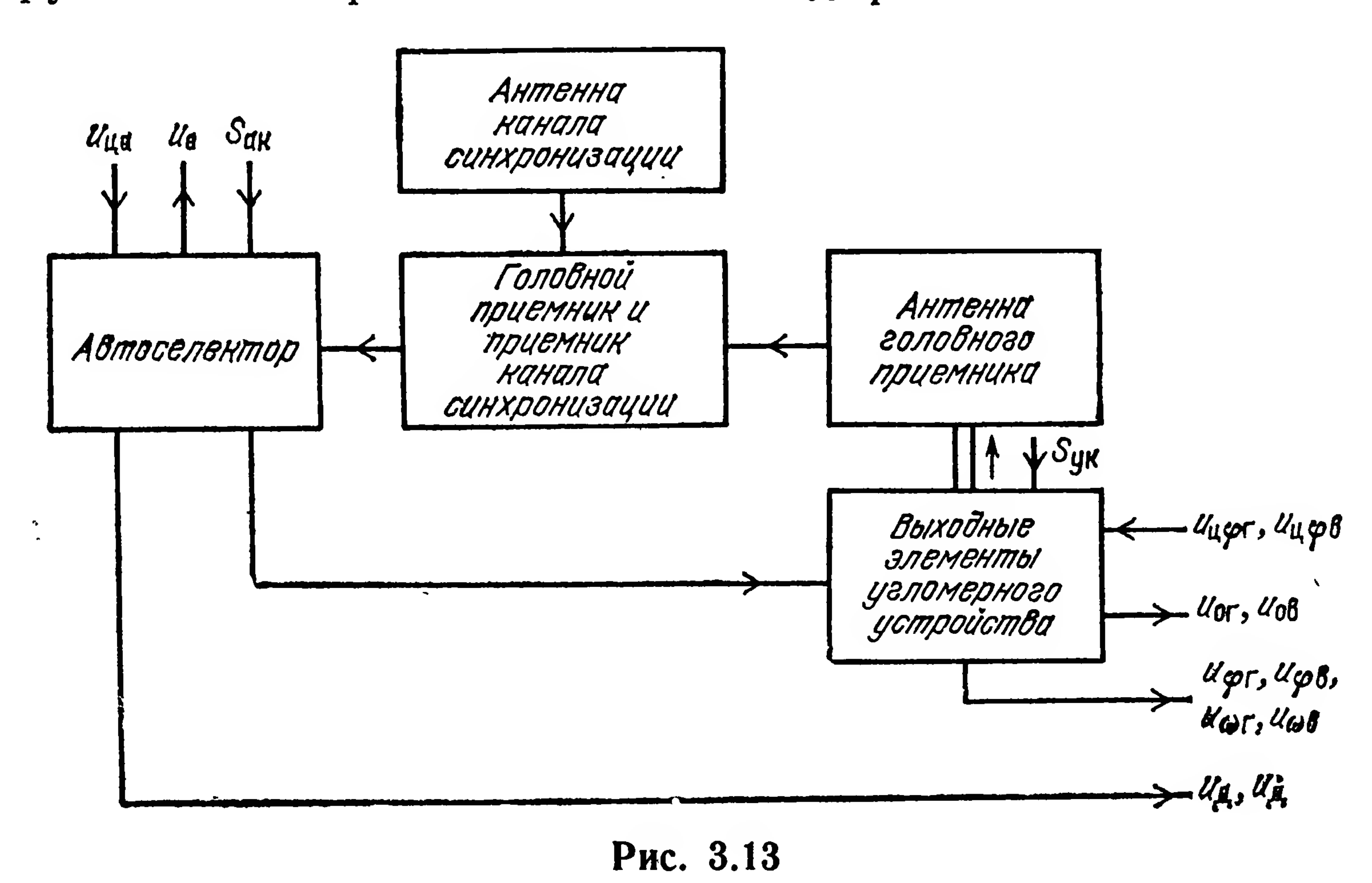



Рис. 3.13

значению $v_{сб}$ соответствует вполне определенное доплеровское смещение $F_{дп}$ несущей частоты принимаемого сигнала. Выделение напряжения с частотой $F_{дп}$ производится при взаимодействии двух сигналов. Один из них поступает от цели и обрабатывается в головном приемнике ракеты, а второй идет непосредственно от СПЦ в приемник канала синхронизации.

В автоселекторе имеется система слежения за доплеровской частотой и устройство измерения дальности, если сигнал подсвета цели является частотномодулированным. Сигнал доплеровской частоты, содержащий информацию об угловом положении цели, с автоселектора попадает в выходные элементы угломерного устройства. Это устройство вместе с автоселектором вырабатывает в общем случае сигналы $u_д$, $u_{\dot{д}}$, $u_{фг}$, $u_{фв}$, $u_{ωг}$ и $u_{ωв}$, характеризующие дальность до цели, скорость сближения ракеты с нею, а также составляющие углов пеленга и угловой скорости линии визирования в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

Роль сигналов коррекции $s_{ак}$, $s_{ук}$, сигналов целеуказания $u_{ца}$, $u_{цфг}$, $u_{цфв}$ и сигналов обратных связей $u_{ог}$, $u_{ов}$ на рис. 3.13 такая же, как и на схеме рис. 3.11. Однако автоселектор в рассматриваемой здесь РГС получает сигнал целеуказания по скорости сближения.

Высокочастотный тракт РГС при непрерывном сигнале подсвета цели, содержащий антенну $A_г$ головного приемника, антенну $A_с$ канала синхронизации, головной приемник и приемник канала синхронизации, строится в простейшем случае по схеме, показанной на рис. 3.14.

Сигнал с антенны $A_г$ подается на смеситель $См_г$ и далее на усилитель ПЧ ($УПЧ_г$), а сигнал с антенны $A_c$ — на смеситель $См_c$ и усилитель $ПЧ_c$ канала синхронизации, который называют также опорным каналом. Частота общего для обоих приемников гетеродина *Г* подстраивается с помощью системы *АПЧК*, работающей по прямому сигналу СПЦ.

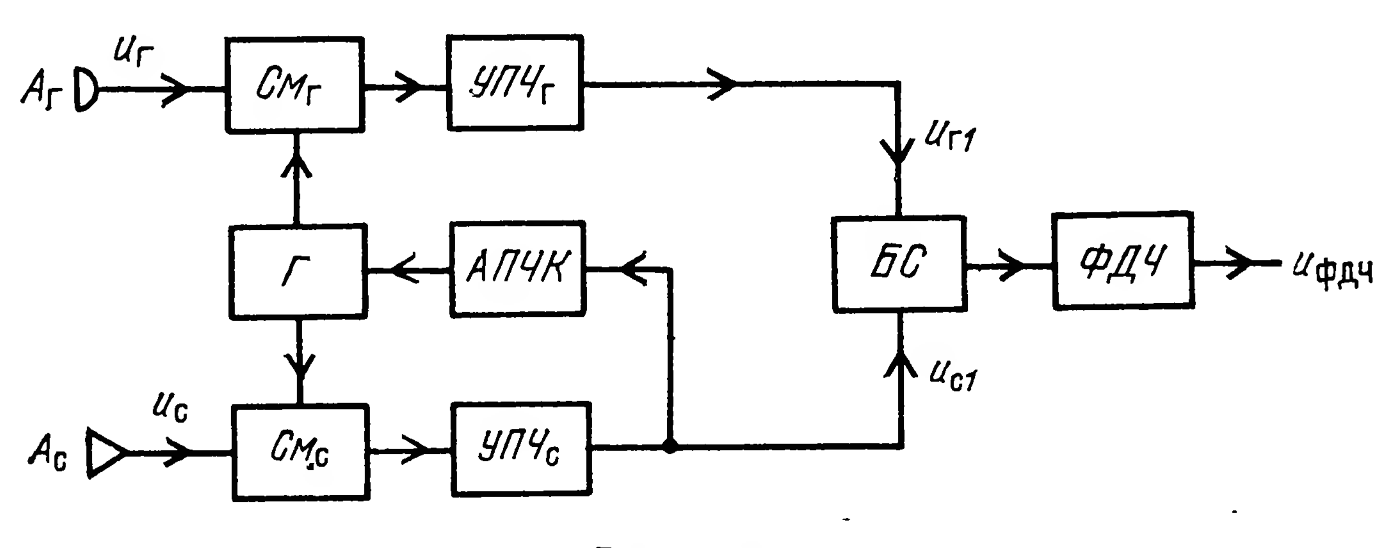



Рис. 3.14

В балансном смесителе *БС* сигналы $u_{г1}$ и $u_{c1}$, вырабатываемые $УПЧ_г$ и $УПЧ_c$, перемножаются. Полученное на выходе *БС* напряжение $u_{бс}$ поступает на фильтр доплеровских частот *ФДЧ*, который выделяет сигнал $u_{фдч}$ разностной частоты, содержащийся в напряжении $u_{бс}$. Сигнал $u_{фдч}$ характеризует доплеровский сдвиг частоты сигнала СПЦ, обусловленный взаимным перемещением цели, ракеты и СПЦ.

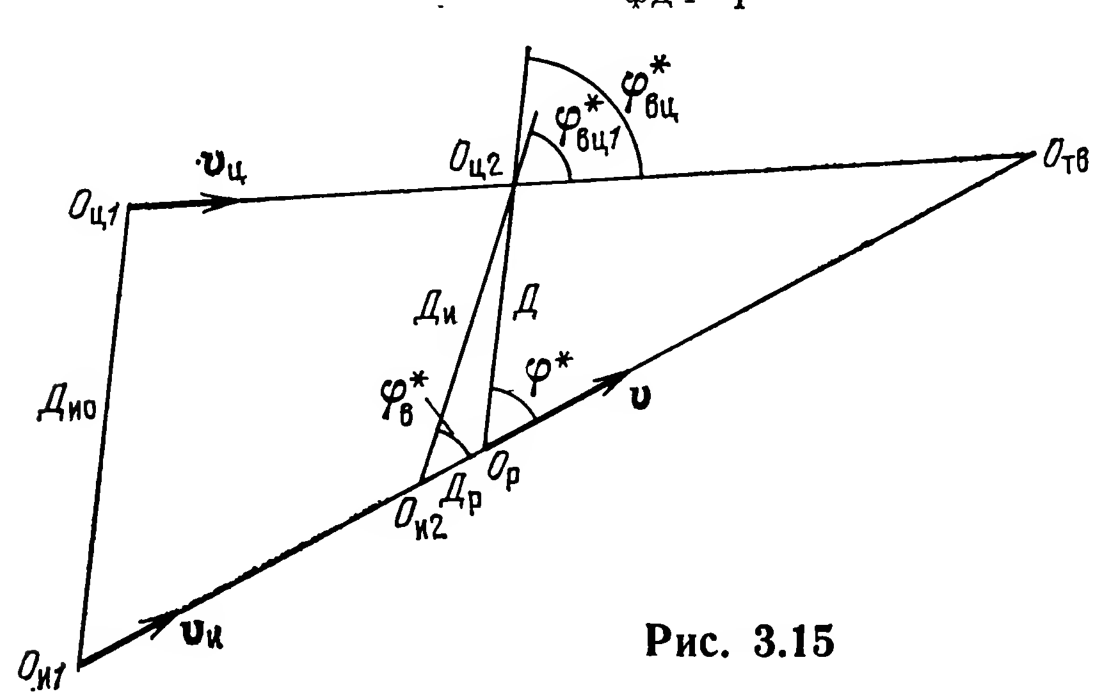



Рис. 3.15

Чтобы иметь представление о количественных соотношениях, характеризующих процесс преобразования сигналов в схеме рис. 3.14, рассмотрим рис. 3.15, который иллюстрирует процесс наведения ракеты класса «воздух — воздух» при полете истребителя в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи. На рис. 3.14 точками $О_{и1}$ и $О_{ц1}$ обозначены положения самолета и цели в момент пуска ракеты, а точки $О_{и2}$, $О_{ц2}$ и $О_р$ характеризуют истребитель, цель и ракету в текущий момент времени после пуска ракеты. Для получения более простых и наглядных результатов будем считать, что истребитель, цель и ракета перемещаются в одной и той же вертикальной плоскости прямолинейно и равномерно со скоростями $\mathbf{v}_и$, $\mathbf{v}_ц$ и $\mathbf{v}=\mathbf{v}_и+\mathbf{v}_р$ соответственно. При идеальном самонаведении ракеты в таких условиях угол $\varphi^*$, как говорилось в гл. 2, не изменяется и вектор скорости $\mathbf{v}_о$ движения ракеты относительно цели направлен по линии $О_рО_{ц2}$. Указанное направление $\mathbf{v}_о$ соответствует, как известно, условию встречи ракеты с целью. При

идеальном наведении ракеты отрезки $O_{и1}O_{ц1}$ и $O_рO_{ц2}$ параллельны. Расстояния истребитель — цель, истребитель — ракета и ракета—цель для текущего момента времени $t$ обозначены на рис. 3.15 $Д_и$, $Д_р$ и $Д$ соответственно. Углами $\varphi^*_в$ и $\varphi^*_{вц1}$ характеризуются направления линии $O_{и2}O_{ц2}$ относительно векторов $\mathbf{v}_и$ и $\mathbf{v}_ц$, а углы $\varphi^*$ и $\varphi^*_{вц}$ определяют угловое положение линии визирования ракета — цель относительно векторов $\mathbf{v}$ и $\mathbf{v}_ц$.

Найдем напряжение $u_{фдч}$ на выходе *ФДЧ* (рис. 3.14), полагая, что сигнал подсвета цели описывается соотношением (3.1.5). Сигналы на входах смесителей $См_с$ и $См_г$ равны соответственно

$$u_с = U_с \cos[\omega(t-\tau_{з1}) + \beta\sin\Omega(t-\tau_{з1})], \qquad (3.2.1)$$

$$u_г = U_г \cos[\omega(t-\tau_{з2}) + \beta\sin\Omega(t-\tau_{з2})]. \qquad (3.2.2)$$

Здесь $U_г$ и $U_с$ — огибающая и амплитуда напряжений на входах смесителей $См_г$ и $См_с$, $\tau_{з1}=Д_р/c$ и $\tau_{з2}=(Д_и+Д)/c$.

Соотношение (3.2.2) предполагает, что головная антенна $А_г$ осуществляет коническое сканирование, в силу чего огибающая $U_г$ содержит информацию об угловом отклонении цели относительно равносигнального направления антенны $А_г$.

После гетеродинирования и усиления в $УПЧ_с$ и $УПЧ_г$ сигналы $u_с$ и $u_г$ преобразуются в напряжения ПЧ $u_{с1}$ и $u_{г1}$. Учитывая, что балансный смеситель осуществляет умножение входных сигналов, а ФДЧ выделяет напряжение разностной частоты, на основе (3.2.1) и (3.2.2) найдем

$$u_{фдч} = U_{фдч}\cos\left\{\omega(\tau_{з1}-\tau_{з2}) - 2\beta\sin\frac{\Omega}{2}(\tau_{з2}-\tau_{з1})\cos\left[\Omega t - \frac{\Omega}{2}(\tau_{з2}+\tau_{з1})\right]\right\}.$$

Здесь $U_{фдч}=0{,}5k_{бс}k_{фдч}U_{с1}U_{г1}$ — огибающая сигнала на выходе *ФДЧ*; $k_{бс}$ и $k_{фдч}$ — коэффициенты передачи *БС* и *ФДЧ*.

При $v_{ри}=\dot{Д}_р=v-v_и=\mathrm{const}$, $v_{иц}=-\dot{Д}_и=\mathrm{const}$ и $v_{рц}=-\dot{Д}=\mathrm{const}$ получается

$$\tau_{з1} = \frac{1}{c}\left[Д_{рз} + v_{ри}\left(t - \frac{Д_{рз}}{c}\right)\right] \simeq \frac{1}{c}(Д_{рз} + v_{ри}t), \qquad (3.2.3)$$

$$\tau_{з2} = \frac{1}{c}\left[Д_{из} + Д_з - v_{иц}\left(t - \frac{Д_{из}}{c}\right) - v_{рц}\left(t - \frac{Д_з}{c}\right)\right] \simeq$$

$$\simeq \frac{1}{c}[Д_{из} + Д_з + (v_{иц} + v_{рц})t] \qquad (3.2.4)$$

и

$$u_{фдч} = U_{фдч}\cos\left[\omega_{дп}t - 2\beta\sin\frac{\Omega\tau_з}{2}\cos(\Omega t - \varphi_1) + \varphi_0\right]. \qquad (3.2.5)$$

В соотношениях (3.2.3)—(3.2.5), полученных с учетом неравенств $v_{ри}/c \ll 1$, $v_{иц}/c \ll 1$ и $v_{рц}/c \ll 1$, $\omega_{дп}=\omega_{дп1}+\omega_{дп2}+\omega_{дп3}$ — суммарная доплеровская частота;

$\omega_{дп1}=\omega v_{ри}/c$, $\omega_{дп2}=\omega v_{иц}/c$ и $\omega_{дп3}=\omega v_{рц}/c$ — доплеровские сдвиги

угловой частоты, обусловленные взаимными перемещениями истребителя, цели и ракеты; $\varphi_0 = \frac{\omega}{c}(Д_{рз} - Д_{из} - Д_з)$ — начальная фаза напряжения $u_{фдч}$, зависящая от значений $Д_{рз}$, $Д_{из}$ и $Д_з$ дальностей $Д_р$, $Д_и$ и $Д$ в момент перехода РГС на автосопровождение цели (в момент захвата); $\tau_з = \tau_{з2} - \tau_{з1}$, $\varphi_1 = 0{,}5\Omega(\tau_{з1} + \tau_{з2})$. Когда цель атакуется на строго догонном или встречном курсе, частота $\omega_{дп} = \frac{2\omega}{c}(v \mp v_ц) = \frac{2\omega}{c} v_{сб}$, т. е. $\omega_{дп}$ пропорциональна скорости сближения ракеты с целью. Начальная фаза $\varphi_0$ является случайной величиной от одного наведения к другому. В каждом конкретном наведении она может принимать какое-либо одно значение в диапазоне $0 \ldots 2\pi$.

Из соотношения (3.2.5) видно, что выходной сигнал ФДЧ представляет собой ЧМ напряжение с несущей частотой $\omega_{дп}$, которая зависит от скорости относительного движения истребителя, ракеты и цели. Индекс частотной модуляции $\beta_э = 2\beta \sin(\Omega\tau_з/2)$ характеризует расстояние между ракетой и целью. Так как огибающая $U_{фдч}$ пропорциональна $U_г$, она при коническом сканировании антенны $A_г$ содержит данные об отклонении цели относительно равносигнального направления РГС.

Амплитудно-частотная характеристика ФДЧ должна обеспечивать практически неискаженное прохождение сигнала в диапазоне возможных доплеровских частот от $F_{дп\,min} = \frac{2f}{c}(v - v_ц)$ до $F_{дпм} = \frac{2f}{c}(v + v_ц)$.

Обычно нижнюю частоту среза ФДЧ не делают меньше 3... ...5 кГц. Этим обеспечивается достаточное ослабление шумов передатчика СПЦ и гетеродина РГС, а также проникающего сигнала. Последний характеризует часть сигнала станции подсвета цели, попадающую на выход антенны $A_г$ по боковым лепесткам ее диаграммы направленности [66].

**3. Импульсные когерентные радиолокационные устройства.** а) Устройства при низкой частоте повторения зондирующих импульсов (НЧПИ). В связи с простотой реализации и независимостью качества функционирования от собственной скорости движения самолета или какого-либо иного самонаводящего объекта широкую известность получили РЛУ с внешней когерентностью при НЧПИ. Возможный вариант структурной схемы, в соответствии с которой строятся такие РЛУ, показан на рис. 3.16. Сравнение рис. 3.16 и рис. 3.9 показывает наличие общих элементов в когерентном и некогерентном РЛУ. Поэтому здесь рассматривается лишь система селекции движущихся целей в режиме обзора и отмечаются особенности автодальномера и угломерного устройства при работе РЛС в режиме СДЦ [104, 108].

Селекция движущихся целей осуществляется системами однократной и многократной череспериодной компенсации (ЧПК) отражений от земли либо фильтровыми системами.

Принципиальная схема аналоговой системы однократной ЧПК показана на рис. 3.17. Эта система включает линию задержки *ЛЗ* входных импульсов на время $T_и$, усилитель *У* и вычитающее устройство (*ВУ*). Данной системой, на которую подаются видеоим-

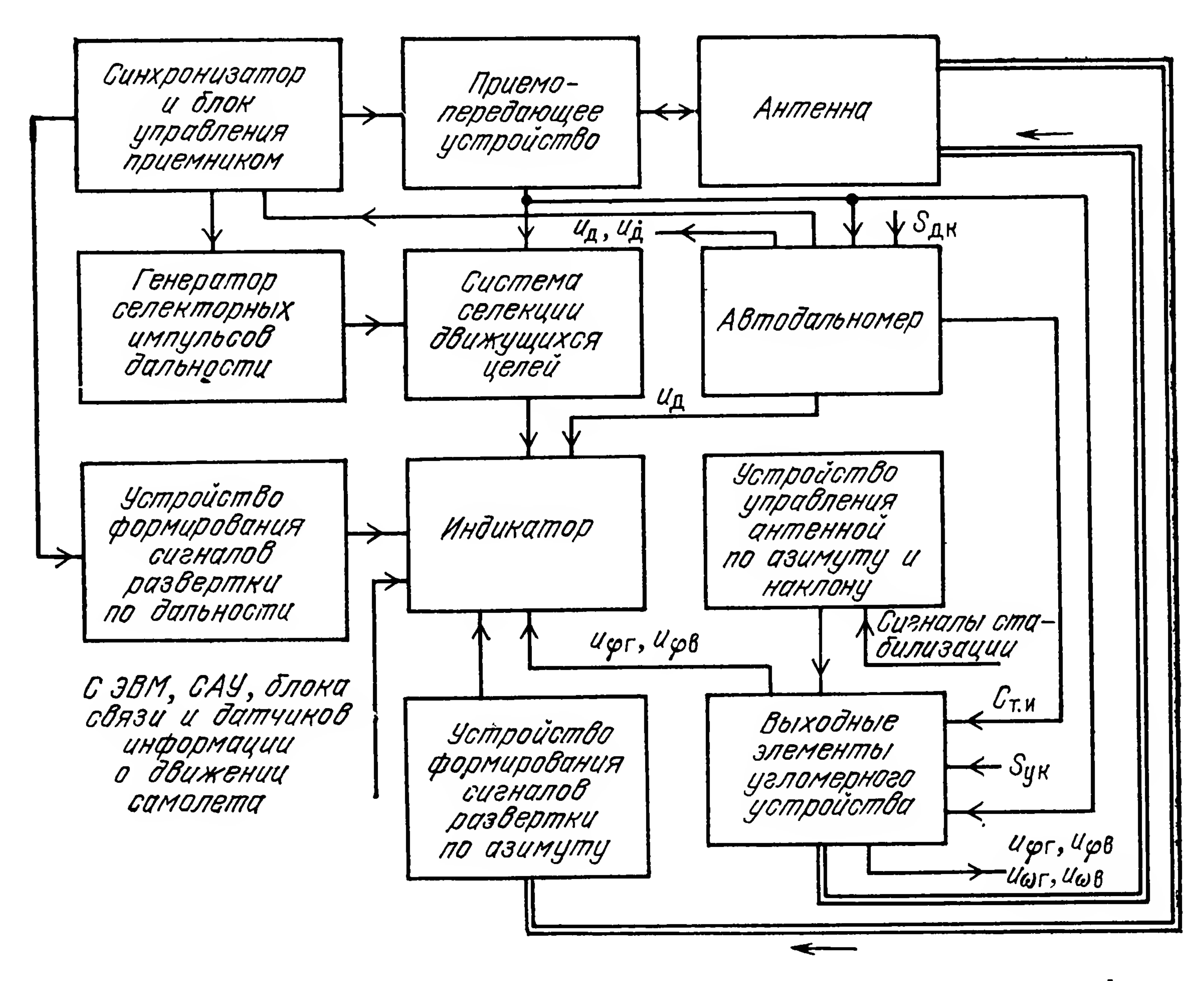



Рис. 3.16

пульсы $u_{пр}$ с выхода приемника, в идеальном случае обеспечивается нулевой сигнал на выходе ВУ при поступлении в РЛС только отражений от подстилающей поверхности и формируются импульсные сигналы с переменной амплитудой, если на одной и той

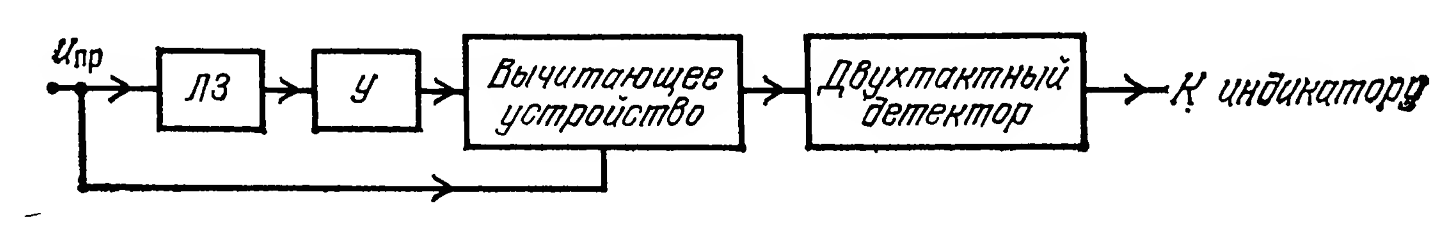



Рис. 3.17

же дальности от РЛС имеются движущаяся цель и подстилающая поверхность. Нормированная амплитудно-частотная характеристика такой системы определяется соотношением [104]

$$K_{чпк}(f) = |\sin \pi f T_и|.$$

Отсюда видно, что система ЧПК — это фильтр, не пропускающий сигнал на нулевой частоте и гармониках частоты повторения импульсов $F_и = 1/T_и$, т. е. составляющие спектра импульсов, содержащиеся в сигналах, отраженных от неподвижных относительно РЛС объектов.

Если на РЛС, установленную на самонаводящемся объекте, поступают сигналы лишь подстилающей поверхности, то выходные видеоимпульсы приемника при наличии в нем системы нормировки также будут практически немодулированными по амплитуде и поэтому они компенсируются системой ЧПК. Помимо аналоговых, известны цифровые системы ЧПК. Некоторые варианты цифровых систем ЧПК рассматриваются в гл. 4.

Структурная схема фильтровой системы СДЦ с аналоговой обработкой сигналов изображена на рис. 3.18,*а* [104]. Весь диапазон селектируемой дальности $Д_{сел}$ с помощью селекторных импульсов дальности $СИ_1$, $СИ_2, \ldots, СИ_n$, вырабатываемых генератором селекторных импульсов (рис. 3.16) под действием синхроимпульсов, делится на $n=2Д_{сел}/c\tau_{си}$ участков, где $\tau_{си}$ — длительность селекторного импульса дальности. Выходные видеоимпульсы $u_{пр}$ приемника поступают на $n$ селекторов дальности $СД_1, СД_2, \ldots, \ldots, СД_n$ (рис. 3.18,*а*), на каждый из которых подается и соответствующий селекторный импульс дальности.

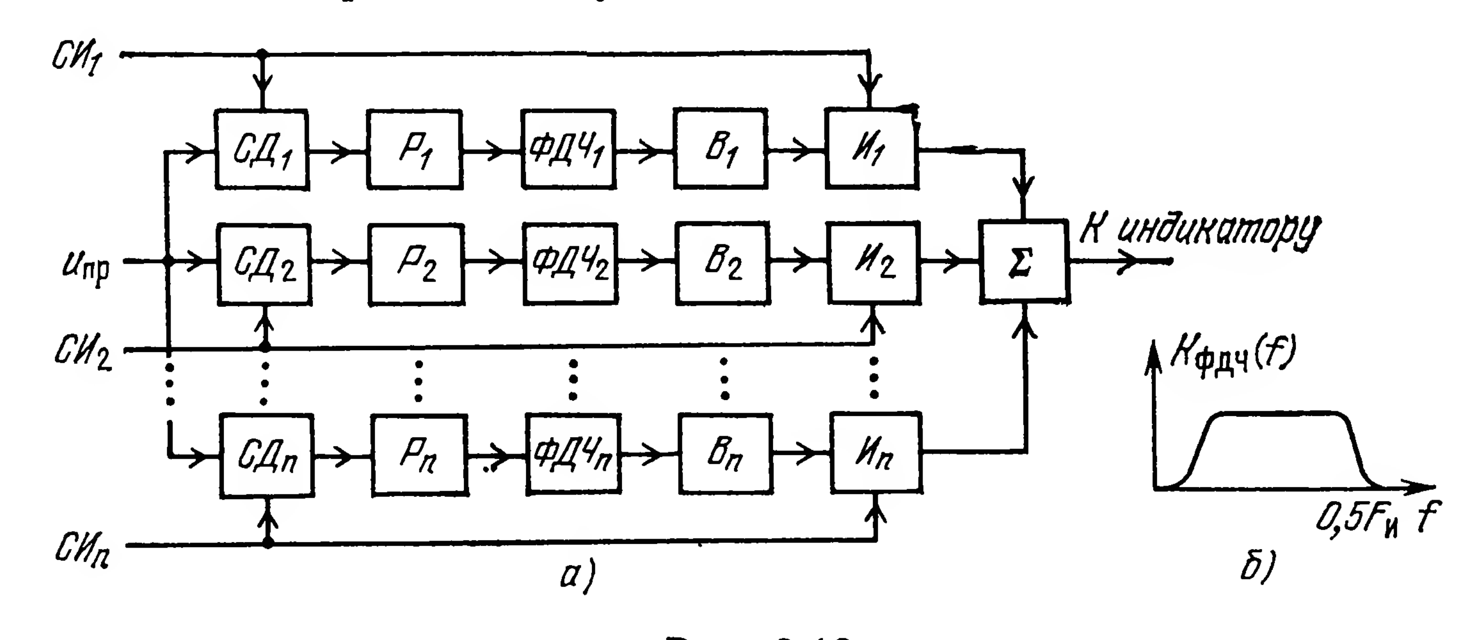



**Рис. 3.18**

Когда отраженные от подвижной цели и подстилающей поверхности сигналы совпадают по времени действия с селекторным импульсом дальности $СИ_i$, на выходе $СД_i$ образуются периодически следующие импульсы $u_{сдi}$ с переменной амплитудой.

Чтобы увеличить составляющую напряжения с частотой биений, содержащуюся в спектре импульсного сигнала $u_{сдi}$ при наличии движущейся цели в поле зрения РЛС, длительность импульсов $u_{сдi}$ повышается расширителем $P_i$ (например, пиковым детектором). С расширителя импульсы поступают на фильтр $ФДЧ_i$ (частоты биений). Амплитудно-частотная характеристика $K_{фдч}(f)$ такого фильтра показана на рис. 3.18,*б*, из которого видно, что ФДЧ пропускает составляющие напряжения $u_{пр}$ с частотой биений $0<F_б<0{,}5F_и$. Когда нет сигнала подвижной цели в селектируемом участке дальности $i$, на выходе $ФДЧ_i$ образуется лишь незначительное по интенсивности остаточное напряжение, обусловленное влиянием подстилающей поверхности.

Сигнал, соответствующий огибающей импульсов $u_{пр}$, с выхода $ФДЧ_i$ поступает на выпрямитель $B_i$. Взаимодействие напряжения, формируемого выпрямителем $B_i$, и селекторных импульсов $СИ_i$ в

схеме «И», которую содержит канал селекции $i$, приводит к образованию видеоимпульсов на выходе сумматора $\Sigma$ (рис. 3.18,*а*). Эти видеоимпульсы, появляющиеся в идеальном случае лишь при наличии движущейся цели, воздействуют на индикаторное устройство РЛС.

Возможность построения фильтровой системы СДЦ с использованием цифрового режекторного (подавляющего) фильтра рассмотрена в гл. 4.

Фильтровая система СДЦ является многоканальной. Она сложнее, чем система однократной ЧПК. Однако большие возможности по выбору желаемой формы амплитудно-частотных характеристик для *ФДЧ* делают фильтровую систему более эффективной.

Автодальномер и выходные элементы угломерного устройства на рис. 3.16 отличаются от аналогичных устройств некогерентной РЛС только наличием обычно одноканальных фильтровых систем СДЦ. Входными сигналами таких систем являются видеоимпульсы $u_{пр}$, а роль селекторных импульсов дальности играют стробирующие (следящие) импульсы *Ст. и* автодальномера, совпадающие по времени действия при работе РЛС в режиме автосопровождения с видеоимпульсами $u_{пр}$. Фильтровые системы СДЦ в автодальномере и в угломерном устройстве соединяются с временным различителем и выходными элементами угломерного устройства соответственно.

б) Импульсные когерентные РЛУ при высокой и средней частотах повторения импульсов (ВЧПИ и СЧПИ). Структурная схема таких РЛУ существенно зависит от того, каким образом осуществляется устранение неоднозначности измерения дальности до цели. Если зондирующие импульсы получаются из непрерывного сигнала, модулированного по частоте гармоническим напряжением, то упрощенную структурную схему РЛС при высокой и средней частотах повторения импульсов можно представить в виде, показанном на рис. 3.19 [80, 81, 108]. При этом предполагается, что автосопровождение цели по угловым координатам осуществляется благодаря коническому сканированию диаграммы направленности антенны РЛС.

При работе РЛС в режиме обзора функционируют приемопередающее устройство и синхронизатор, антенна, устройство управления антенной по азимуту и наклону, выходные элементы угломерного устройства, измерители скорости сближения $v_{сб}$ и дальности *Д*, устройства формирования сигналов развертки по скорости и азимуту, генератор селекторных импульсов скорости, генератор селекторных импульсов дальности и индикатор целей в координатах азимут — скорость сближения.

Структурная схема приемопередающего устройства и синхронизатора изображена на рис. 3.20. Когерентный передатчик РЛС вырабатывает ЧМ радиоимпульсы с несущей (центральной) частотой $f_и = f_0 + f_{пр}$, где $f_{пр}$ — ПЧ приемника, а $f_0$ — СВЧ в диапазоне работы РЛС. Частотная модуляция (ЧМ) осуществляется гармоническим сигналом $u_F = U_F \sin 2\pi F t$, частота $F$ лежит в пределах

десятков — сотен герц и называется дальномерной частотой. ЧМ обеспечивает однозначное измерение дальности $Д$.

Для получения ЧМ радиоимпульсов передатчик и синхронизатор содержат высокостабильный генератор и умножитель, которые формируют гармонические сигналы $u_{f0}$ и $u_{f\,пр}$ с частотами $f_0$ и $f_{пр}$ соответственно, делитель и генератор импульсов, смеситель 1, ЧМ, импульсный модулятор и усилитель мощности.

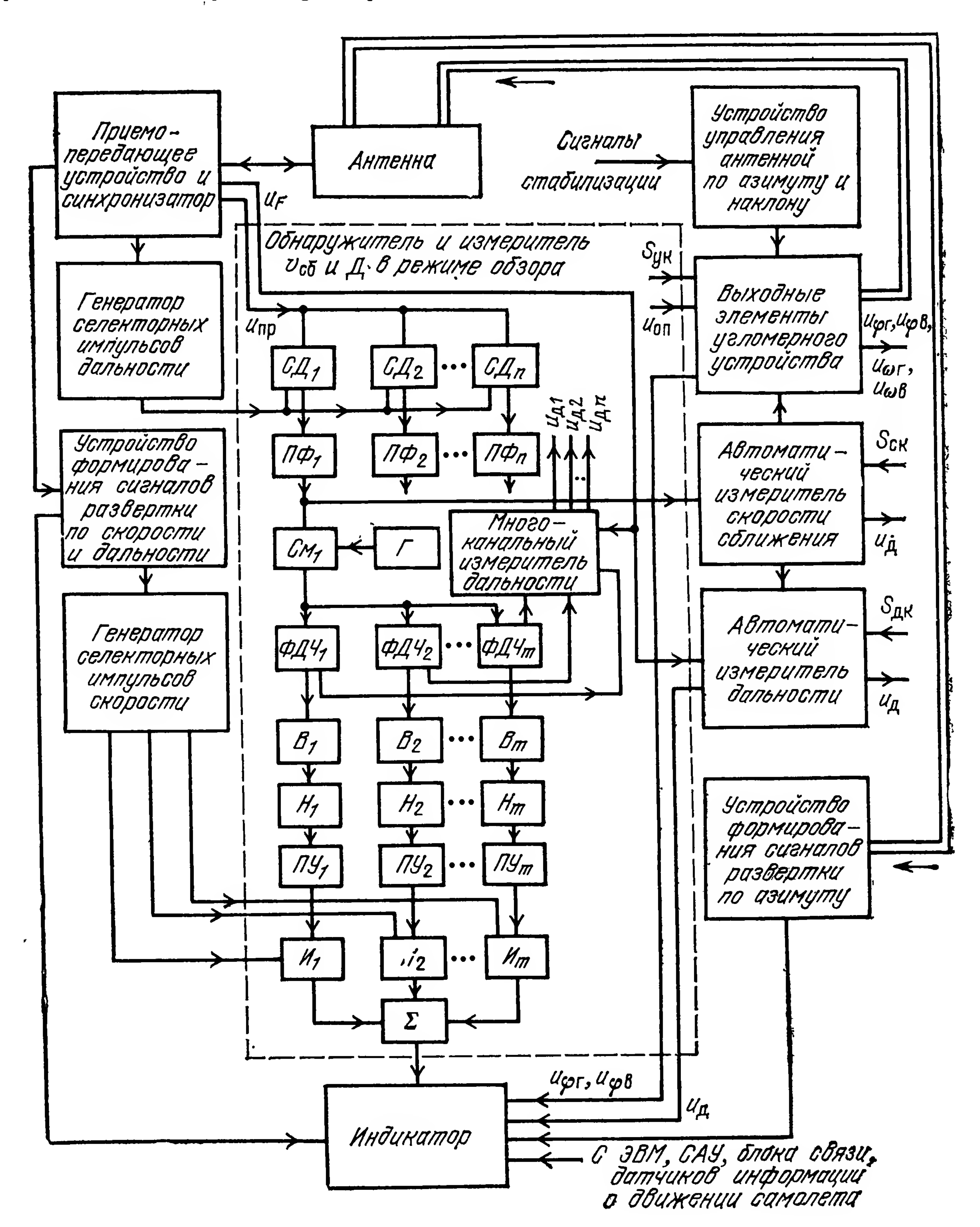



Рис. 3.19

Делителем и генератором импульсов вырабатывается под действием напряжения высокостабильного генератора синусоидальный сигнал $u_F$ и видеоимпульсы с заданной частотой следования $F_и$, которая кратна $F$. В смесителе 1 формируется синусоидальное напряжение $u_н$ с частотой $f_н$, а на выходе ЧМ образуется сигнал $u_{нм}$

с несущей частотой $f_н$, модулированный по частоте напряжением $u_F$. Импульсным модулятором непрерывные колебания $u_{нм}$ преобразуются в последовательность радиоимпульсов, отстоящих друг от друга во времени на $T_и = 1/F_и$. Полученные таким образом радиоимпульсы, пройдя антенный переключатель, излучаются антенной.

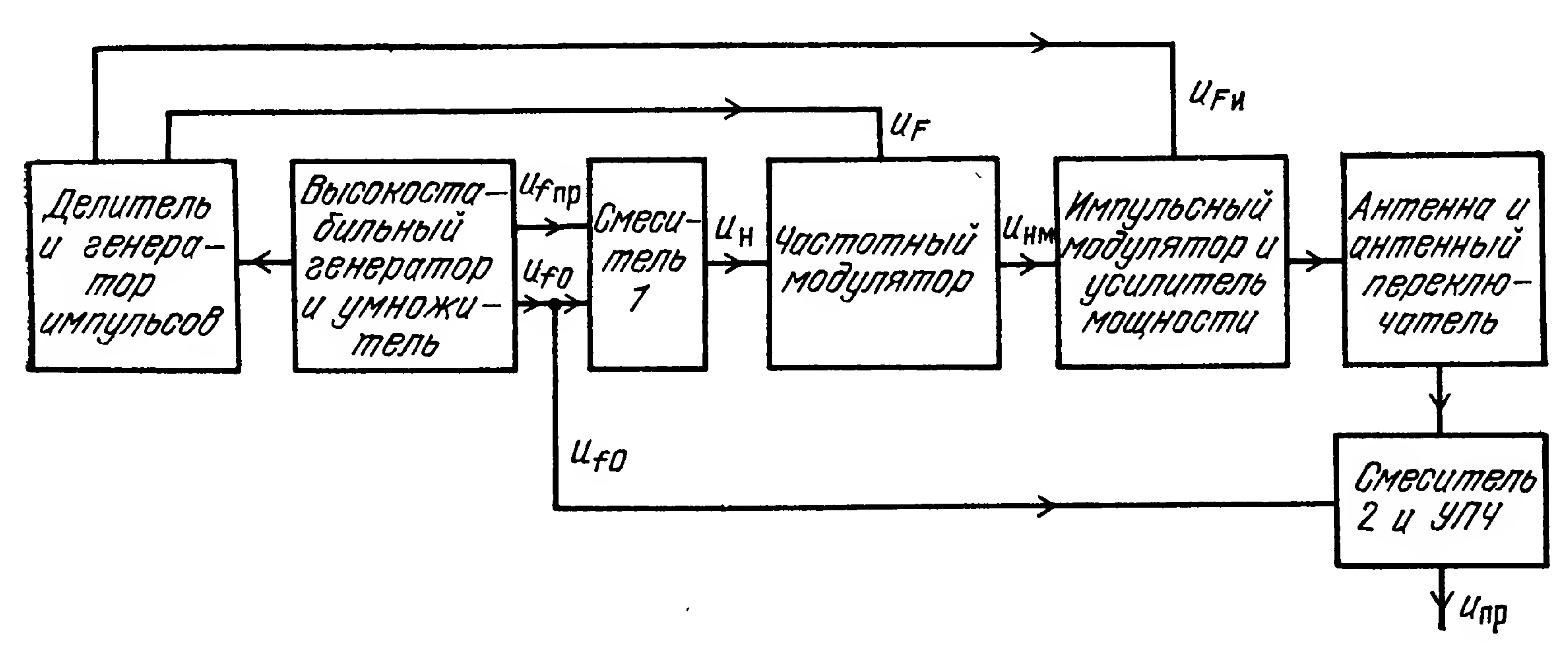



Рис. 3.20

За счет взаимного перемещения носителя РЛС, подстилающей поверхности и цели начальная фаза каждого последующего принимаемого импульса получает приращение, зависящее от скоростей сближения РЛС с подстилающей поверхностью и целью. Входящий в состав приемника смеситель 2, на который воздействуют напряжение $u_{f_0}$ и принимаемые импульсы, вырабатывает сигнал разностной частоты. Кроме сместителя 2, приемник содержит УПЧ, импульсные сигналы которого подаются на селекторы дальности $СД_1$, $СД_2, \ldots, СД_n$, включенные в состав обнаружителя и измерителя $v_{сб}$ и $Д$ в режиме обзора (рис. 3.19). Число этих селекторов при равенстве длительностей зондирующих и селекторных импульсов дальности определяется скважностью зондирующих импульсов, которая в РЛС с ВЧПИ и СЧПИ составляет несколько единиц. Как было показано выше, применение селекторов дальности не изменяет отношение мощностей полезного сигнала и внутренних шумов в каждом канале обнаружителя, как и в РЛС с непрерывным зондирующим сигналом (НЗС) при условии, что средние мощности передатчиков РЛС с ВЧПИ, СЧПИ и НЗС одни и те же.

Выходные сигналы каждого селектора дальности обрабатываются одинаково. Поэтому будем рассматривать обработку импульсов, формируемых только одним селектором дальности ($СД_1$).

Из рис. 3.19 видно, что с $СД_1$ связан полосовой фильтр $ПФ_1$. Он имеет резонансную частоту, равную ПЧ приемника $f_{пр}$, а полоса пропускания $ПФ_1$ равна примерно $F_и$.

На выходе $ПФ_1$ образуется непрерывный ЧМ сигнал $u_{пф1}$. Центральная частота этого сигнала, обусловленного отражением от движущейся цели, равна ПЧ приемника, смещенной на доплеров-

ское приращение частоты $F_{дп}$. Индекс частотной модуляции напряжения $u_{пф1}$ такой же, как и в передатчике РЛС. Применение полосового фильтра связано с тем, что непрерывный сигнал при наличии отражений от подстилающей поверхности обрабатывается более простыми техническими средствами, чем последовательность импульсов.

После ПФ целесообразно размещать режекторный фильтр (РФ), который должен подавлять помеховые сигналы, поступающие от подстилающей поверхности по основному лепестку диаграммы направленности антенны (ДНА) РЛС. Наиболее простым РФ, не показанный на рис. 3.19, получается при неизменных его параметрах в процессе функционирования РЛС. Чтобы можно было реализовать РФ, выходной сигнал $ПФ_1$ подают на систему, следящую за частотой $f_{пр}+F_{дпп}$ напряжения $u_{пф1}$, где $F_{дпп}$ — доплеровское смещение частоты (см. рис. 3.5). Дополнительно в следящую систему вводится напряжение $u_v$, характеризующее скорость сближения самолета с подстилающей поверхностью в направлении максимума основного лепестка ДНА РЛС. Для формирования $u_v$ используется вычислитель, на который подаются сигналы с датчиков скорости самолета и углового положения антенны РЛС. Следящая система строится так, чтобы каждая составляющая спектра $S_{пф1}(f)$ напряжения $u_{пф1}$ преобразовывалась в составляющую с частотой $f-f_{пр}-F_{дпп}$. В результате спектр, соответствующий отражениям от подстилающей поверхности в направлении основного лепестка ДНА, смещается в область частот, близких к нулю. В такой ситуации РФ способен играть роль ФНЧ. После РФ частоты всех спектральных составляющих его выходного напряжения увеличиваются на $f_{пр}+F_{дпп}$. Для этого используется смеситель, связанный с РФ и управляемым гетеродином в системе, следящей за частотой $f_{пр}+F_{дпп}$.

С помощью гетеродина $Г$ и смесителя $См_1$ понижается центральная частота напряжения $u_{пф1}$, что улучшает селективные свойства обнаружителя. Поскольку в одном и том же стробе дальности может находиться несколько целей, имеющих различные скорости сближения с РЛС, и, кроме того, одна и та же цель может изменять свои скорость движения и курс, смеситель соединяется с набором полосовых фильтров $ФДЧ_1$, $ФДЧ_2, \ldots, ФДЧ_m$, каждый из которых имеет полосу пропускания $\Delta F_i$. Эта полоса равна ширине спектра сигнала, поступающего от воздушной цели. Разнос резонансных частот у соседних фильтров составляет $\Delta F_i$. Благодаря набору $ФДЧ_1$, $ФДЧ_2, \ldots, ФДЧ_m$ перекрывается весь возможный диапазон доплеровских частот, обусловленных движением обнаружителей целей. В реальных условиях вместо набора $m$ ФДЧ можно использовать один фильтр, перестраиваемый по частоте.

После каждого ФДЧ устанавливаются выпрямитель $B_i$ и накопитель $H_i$. С накопителей $H_1$, $H_2 \ldots H_m$ напряжения постоянного тока подаются на пороговые устройства $ПУ_1$, $ПУ_2, \ldots, ПУ_m$. При наличии подвижных целей в зоне действия РЛС одно или большее число пороговых устройств передают напряжения на схе-

мы «И» ($И_1, И_2, \ldots, И_m$). Применение этих схем вместе с генератором селекторных импульсов скорости, устройством формирования сигналов развертки по скорости и сумматором $\Sigma$ обеспечивает наглядную электронную индикацию подвижных целей по шкале скорости сближения. При этом развертка электронного луча в ЭЛТ индикатора по скорости эквивалентна развертке во времени. Работой устройства формирования сигналов развертки скорости управляет синхронизатор РЛС.

Дальности до целей, отраженные сигналы которых попадают в пределы одного и того же строба дальности, определяются многоканальным измерителем дальности. Каждый канал его содержит частотный дискриминатор с переходной частотой, равной резонансной частоте соответствующего ФДЧ. Выделяемый дискриминатором сигнал дальномерной частоты $F$, фаза которого зависит от дальности до цели, подается на канальный фазовый детектор (ФД), связанный также с генератором гармонического напряжения той же частоты $F$ в передатчике. С помощью $ФД_i$ ($i=1, 2, \ldots, m$) формируется напряжение, которое характеризует дальность до цели, отселектированной по скорости с помощью $ФДЧ_i$.

Обзор пространства по угловым координатам и индикация азимутов целей осуществляются в РЛС с ВЧПИ и СЧПИ так же, как и импульсными РЛС иного типа.

Режим автосопровождения цели по скорости сближения обеспечивается автоматическим измерителем скорости сближения, который содержит автоматический обнаружитель (автомат захвата) и автоматическую систему слежения за доплеровской частотой сигнала, поступающего от цели, на которую осуществляется самонаведение носителя РЛС. Чтобы сработал автомат захвата, в автоматическом измерителе скорости сближения должно быть предусмотрено устройство поиска по частоте. Диапазон поиска может быть установлен вручную или определен заранее. После срабатывания автомата захвата, начинает работать следящая система по частоте, реализуемая в импульсных РЛС с ВЧПИ и СЧПИ так же, как и в РЛУ с непрерывными СПЦ.

Частотный дискриминатор (ЧД) в следящей системе позволяет выделить гармоническое напряжение дальномерной частоты $u_{F\text{д}}$. Фаза напряжения $u_{F\text{д}}$ зависит от дальности $Д$ до цели, сопровождаемой по скорости сближения. В силу этого автоматический измеритель дальности, например, фазового типа при использовании напряжения $u_{F\text{д}}$ опорного сигнала $u_F$, поступающего с передатчика РЛС, автоматически вырабатывает напряжение $u_\text{д}$, характеризующее дальность.

Чтобы повысить чувствительность РЛС в режиме автосопровождения, целесообразно использовать ЧМ напряжение гетеродина для образования сигнала ПЧ.

При коническом сканировании ДНА РЛС напряжение, поступающее на автоматический измеритель скорости сближения, модулировано по амплитуде сигналом с частотой сканирования. Эта модуляция сохраняется и на выходе самого узкополосного филь-

тра в следящей системе. В выходных элементах угломерного устройства с помощью детектора огибающей формируется напряжение рассогласования $u_р$, фаза и амплитуда которого характеризуют направление и величину углового отклонения оси антенны относительно линии визирования. Благодаря напряжению $u_р$ и опорному сигналу $u_{оп}$, формируемому генератором опорного напряжения (на рис. 3.19 не показан), угломерное устройство осуществляет автоматическое сопровождение цели по угловым координатам.

На угломерное устройство и автоматические измерители скорости сближения и дальности могут подаваться корректирующие сигналы $s_{ук}$, $s_{ск}$ и $s_{дк}$ от нерадиотехнических датчиков информации.

Специфическим для рассматриваемой здесь РЛС с ВЧПИ и СЧПИ является возможность перехода ее в режим автосопровождения по угловым координатам лишь после того, как начнется автосопровождение по скорости сближения.

Анализ структуры когерентных импульсных РЛС с ВЧПИ и СЧПИ показывает значительную сложность их схемных решений. Для того чтобы такие РЛС получались сравнительно компактными и имели малую массу, нужно широко использовать цифровые устройства обработки сигналов.

## 3.3. Оптико-электронные устройства систем самонаведения (по зарубежным данным)

**1. Общие сведения.** Для оптико-электронных устройств (ОЭУ) характерно преобразование электромагнитных волн оптического диапазона в электрические сигналы и по мере необходимости — электрических сигналов в световые. При этом световые (видимые) сигналы используются для канализации энергии и отображения информации, обеспечивающей визуальное наблюдение контролируемых координат, их производных по времени и т. д.

Как и в радиодиапазоне, различают пассивные; активные и полуактивные ОЭУ. Наиболее широко известны пассивные ОЭУ. Источниками сигналов для них являются цели, на которые должно осуществляться самонаведение управляемых объектов (УО). Основу пассивных ОЭУ составляют тепловые или ТВ устройства, которые способны обнаруживать цели и измерять их угловые координаты и производные от них по времени.

Источниками сигналов в активных и полуактивных ОЭУ являются лазеры. При размещении лазера на самонаводящемся объекте образуется активное ОЭУ. Если подсвет цели осуществляется лазером, находящимся вне самонаводящегося объекта (например, на специальном самолете подсвета цели), то получается полуактивное ОЭУ. Активные и полуактивные ОЭУ, кроме угловых координат и их производных по времени, способны измерять расстояния, а также скорости изменения их во времени [56, 57].

ОЭУ бывают обзорно-следящими и только следящими. Обзорно-следящие ОЭУ схожи по решаемым задачам с РЛС, которые функционируют как в режиме обзора, так и в режиме автосопровождения. Такие ОЭУ, «просматривающие» в режиме обзора заданный объем пространства, оказываются целесообразными для самонаведения пилотируемых самолетов. Следящими ОЭУ, которыми снабжаются самонаводящиеся ракеты и беспилотные летательные аппараты иного типа, обеспечивается автосопровождение чаще всего одной цели. Для ввода таких ОЭУ в режим автосопровождения цели используются внешние системы целеуказания, которые играют по существу ту же роль, что и в РГС.

**2. Обзорно-следящие пассивные ОЭУ.** Как и в радиолокации, обзор пространства ОЭУ может быть последовательным, параллельным и последовательно-параллельным. Последовательный обзор производится узким электронным лучом передающей ТВ трубки, с помощью оптической системы теплового устройства и т. п. Для реализации параллельного обзора требуется соответствующее число приемников оптического диапазона волн, осуществляющих направленный прием. В современных условиях более точными и поэтому чаще применяемыми являются ОЭУ с последовательным обзором пространства [45]. Достаточно общий вид структурной схемы таких устройств пассивного типа представлен на рис. 3.21 [6].

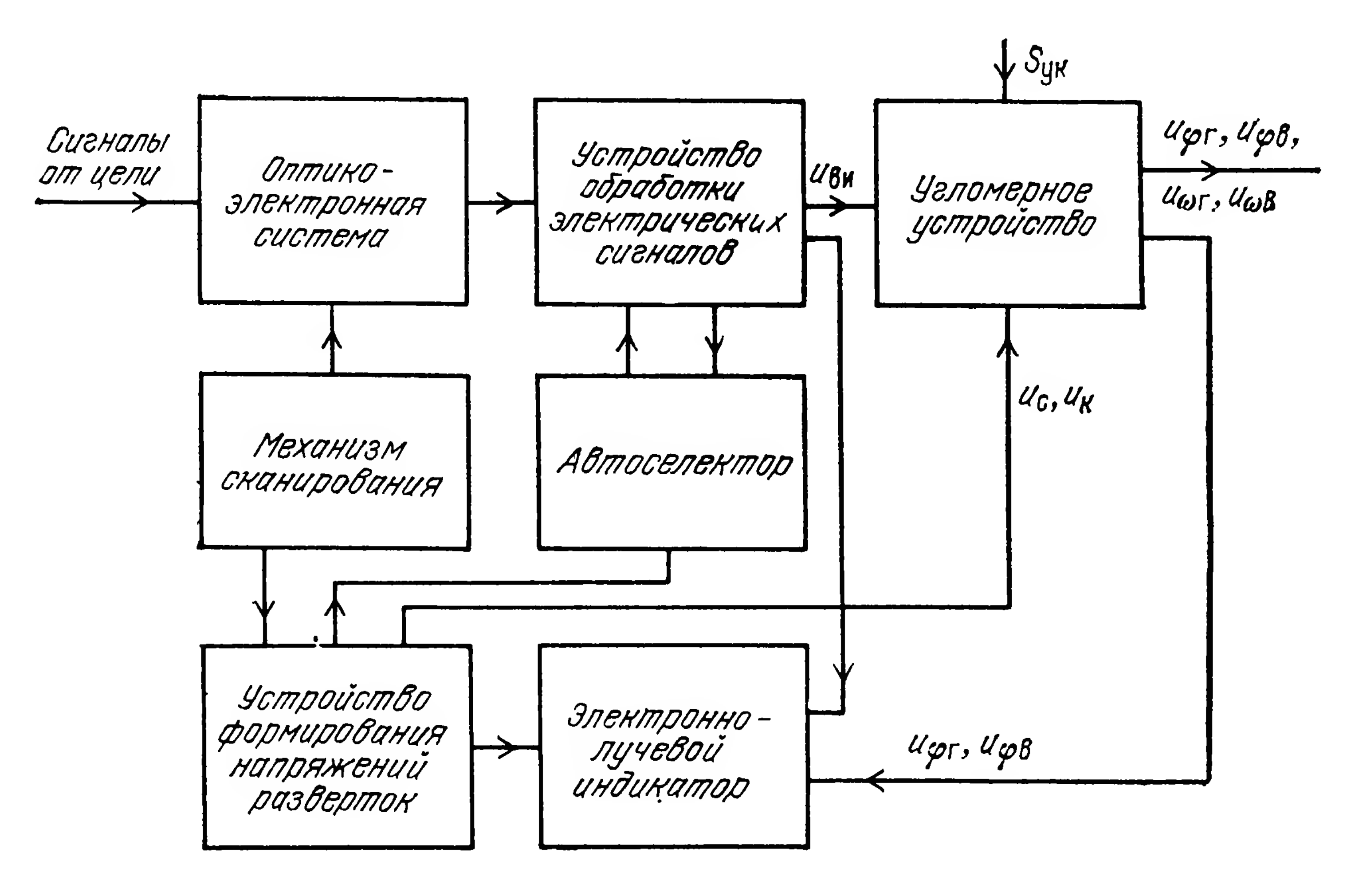



Рис. 3.21

Функционирование рассматриваемых здесь устройств в режиме обзора осуществляется при использовании оптико-электронной системы (ОЭС), устройства обработки электрических сигналов, механизма сканирования и устройства формирования напряжений разверток. Для отображения информации пригодны индикаторы на ЭЛТ.

ОЭС обеспечивает прием сигналов в тепловой или видимой части оптического диапазона, устранение фоновых помех и получение электрических сигналов, характеризующих наличие и относительные угловые координаты целей.

ОЭС тепловых устройств содержит защитный элемент, преобразующее оптическое устройство, оптический фильтр (ОФ) и приемник лучистой энергии (ПЛЭ). В ОЭС ТВ типа роль приемника играет трубка, например видикон. При установке ОЭС в носовой части летательного аппарата (ЛА) защитным элементом является обтекатель.

В качестве преобразующих оптических устройств могут использоваться линзовые, зеркальные или зеркально-линзовые объективы и отклоняющие системы. При этом для ИК лучей целесообразны зеркальные и зеркально-линзовые преобразователи [56]. В связи с простотой изготовления больше всего распространены сферические зеркала. Однако наличие сферической аберрации у таких зеркал ограничивает область их применения. Зеркально-линзовые преобразователи привлекательны большими возможностями коррекции их характеристик. Так, комбинации линз и зеркал с положительной и отрицательной аберрациями позволяют повысить точность ОЭУ.

Оптический фильтр повышает селективные свойства ОЭС, так как он не пропускает сигналы с частотами, отличающимися от частоты полезного сигнала. Используемые типы ПЛЭ существенно зависят от рабочего диапазона волн. Для КВ части ИК спектра в качестве ПЛЭ применяются фотоумножители, фотоэлементы с внешним фотоэффектом и сернисто-таллиевые фотоэлементы. Прием инфракрасных лучей в ДВ части осуществляется термоэлементами, болометрами и некоторыми видами полупроводниковых элементов. Для среднего участка тепловых лучей наилучшую чувствительность имеют фоторезисторы, изменяющие свое сопротивление под действием теплового излучения. Среди них больше всего распространены сернисто-свинцовые и сурьмянисто-индиевые фоторезисторы. Чтобы повысить чувствительность ПЛЭ, прибегают к их охлаждению с помощью, например, жидкого азота [53, 56].

Электрические сигналы на выходе ОЭС (рис. 3.21) несут информацию об угловых координатах целей в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. В получении такой информации участвует также механизм сканирования. В тепловых ОЭУ механизм сканирования перемещает в плоскостях азимута и наклона преобразующее оптическое устройство (например, зеркальное) и тем самым на ПЛЭ поочередно направляет узкий тепловой луч, который может сформироваться в различных точках зоны обзора ОЭУ. В ТВ ОЭУ механизм сканирования перемещает электронный луч ТВ трубки. Как в ТВ, так и в тепловых ОЭУ может осуществляться покадровое сканирование. При этом производится строчный обзор по азимуту в пределах заданного угла с постепенным перемещением обзорной строки в плоскости наклона.

ОЭС связана с устройством обработки электрических сигналов, которое в простейшем случае представляет собой совокупность усилителя видеоимпульсов и порогового устройства. Наряду с этим устройство обработки может содержать детектор, систему АРУ и т. п.

С выхода устройства обработки сигналы подаются на ЭЛТ, в качестве которой может быть использован кинескоп. Индикатор работает в системе координат азимут — угол наклона, что обеспечивается устройством формирования напряжений развертки, связанным с механизмом сканирования.

Перевод ОЭУ в режим автосопровождения реализуется или вместе с режимом обзора или при его отключении. Схема, изображенная на рис. 3.21, предполагает, что при автосопровождении цели режим обзора сохраняется и что выделение сигнала на окружающем ее фоне осуществляется амплитудным методом. При таком методе интенсивность сигнала, поступающего от цели, должна значительно превышать уровень фона. Вследствие этого через пороговое устройство на индикатор и автоселектор сигналы фона не проходят.

В общем случае в поле зрения ОЭУ могут находиться несколько целей. Чтобы обеспечить автосопровождение лишь одной из них, используется автоселектор. Помимо того, в режиме автосопровождения подключается угломерное устройство. На его вход один раз в течение каждого кадра обзора подается видеоимпульс, образующийся за счет сигнала, который поступает от сопровождаемой цели. Выделяется этот видеимпульс автоселектором, который по принципу действия напоминает радиолокационный автодальномер.

Для синхронизации автоселектора используются кадровые синхроимпульсы. Создавая автоселектор ОЭУ по схеме радиолокационного автодальномера, можно обеспечить слежение за положением во времени импульса цели, выбранной для автосопровождения. Ввод автоселектора в режим слежения осуществляется оператором, который добивается совпадения следящего импульса автоселектора с импульсом, поступающим от цели, которую необходимо сопровождать по угловым координатам. Контролирует свои действия оператор по индикатору.

С автоселектора в устройство обработки электрических сигналов вводится в каждом периоде обзора по наклону стробирующий импульс, который будет отображаться электронно-лучевым индикатором и пропускать на угломерное устройство импульсы лишь той цели, которая должна автоматически сопровождаться по угловым координатам.

Угломерное устройство при невыключенном режиме обзора может быть реализовано самыми разнообразными способами. В простейших ОЭУ оно является неследящим и строится следующим образом. Каждым видеоимпульсом $u_{\text{ви}}$ производится «опрокидывание» двух триггеров (на рис. 3.21 не показаны). Один из них приводится в исходное состояние очередным строчным син-

хроимпульсом, поступающим за импульсом $u_{\text{вп}}$, а другой возвращается в исходное положение очередным кадровым синхроимпульсом. Тогда, если не учитывать время обратного хода строчной и кадровой разверток, длительности импульсов $\tau_1$ и $\tau_2$ вырабатываемые триггерами, будут отображать координаты $DO_{\text{ц}z}$ и $DO_{\text{ц}y}$ сопровождаемой цели $O_{\text{ц}}$ (рис. 3.22). При этом прямоугольник $ABCD$ на рис. 3.22 характеризует проекцию зоны обзора на плоскость $O_{\text{и}}Y_{\text{и}}Z_{\text{и}}$ прямоугольной измерительной системы координат. Оси $O_{\text{и}}Y_{\text{и}}$ и $O_{\text{и}}Z_{\text{и}}$ параллельны нормальной и поперечной осям УО (например, самолета), на котором установлено ОЭУ. Предполагается, что обзор осуществляется слева направо и сверху вниз, а точки $O_{\text{ц}z}$ и $O_{\text{ц}y}$ являются проекциями точки $O_{\text{ц}}$ на горизонтальную и вертикальную линии $AD$ и $CD$ соответственно.

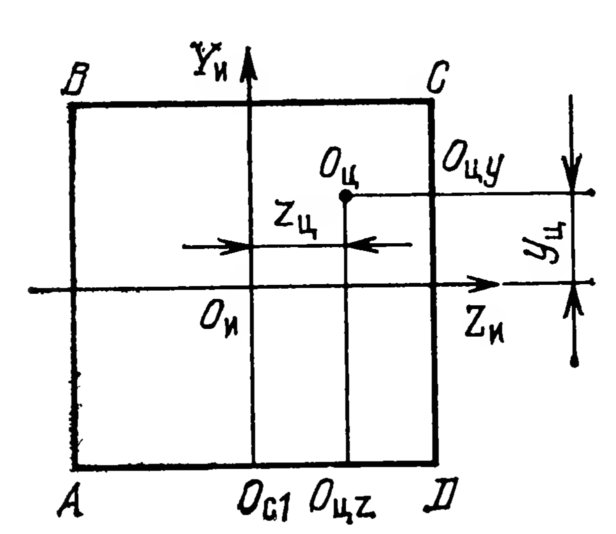


Рис. 3.22

Точка $O_{\text{и}}$ на рис. 3.22, характеризующая след продольной оси УО на плоскость $O_{\text{и}}Y_{\text{и}}Z_{\text{и}}$, находится в центре зоны обзора.

Координаты $z_{\text{ц}}$ и $y_{\text{ц}}$ цели $O_{\text{ц}}$ в измерительной системе координат $O_{\text{и}}Y_{\text{и}}Z_{\text{и}}$ равны

$$z_{\text{ц}} = DO_{\text{c1}} - DO_{\text{ц}z},$$

$$y_{\text{ц}} = DO_{\text{ц}y} - O_{\text{и}}O_{\text{c1}}.$$

Отрезки $O_{\text{и}}O_{\text{c1}}$ и $O_{\text{c1}}D$ имеют неизменные длины и их в угломерном устройстве можно представить напряжениями постоянного тока $u_{y\text{и}}$ и $u_{z\text{и}}$ соответственно. Если в угломерном устройстве выделить постоянные составляющие импульсных напряжений, вырабатываемых триггерами, то получим напряжения постоянного тока $u_1$ и $u_2$, характеризующие величины $DO_{\text{ц}z}$ и $DO_{\text{ц}y}$. Определяя затем разности $u_{\varphi\text{г}} = u_{z\text{и}} - u_1$ и $u_{\varphi\text{в}} = u_{y\text{и}} - u_2$, будем иметь напряжения $u_{\varphi\text{г}}$ и $u_{\varphi\text{в}}$, определяющие угловые координаты цели в плоскостях азимута и наклона. Эти напряжения можно использовать в качестве сигналов рассогласования для следящих систем каналов азимута и наклона. Следящие системы способны вырабатывать не только сигналы $u_{\varphi\text{г}}$, $u_{\varphi\text{в}}$, но и напряжения $u_{\omega\text{г}}$, $u_{\omega\text{в}}$, которые отображают составляющие угловой скорости линии визирования в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

Сигнал $s_{\text{ук}}$ в схеме на рис. 3.21 выполняет те же функции, что и в РЛУ.

Когда требуется автоматическое сопровождение цели по угловым координатам, а режим обзора не нужен, механизм сканирования отключается, в состав угломерного устройства вводятся двигатели перемещения ОЭУ по азимуту и наклону, ОЭУ дополняется элементами, обеспечивающими его информацией об угловых координатах цели. Такие изменения в ОЭУ ведут к получению только следящего устройства.

**3. Следящие пассивные ОЭУ** представляют собой угломерные устройства, которые строятся по схеме рис. 3.23. Любое следящее

пассивное ОЭУ содержит оптико-электронный пеленгатор (ОЭП), усилитель мощности (УМ) и привод. Пеленгатор формирует напряжения рассогласования для двух плоскостей пеленгации, аналогичные по своему назначению одноименным напряжениям в радиолокационных следящих угломерных устройствах. Усилитель

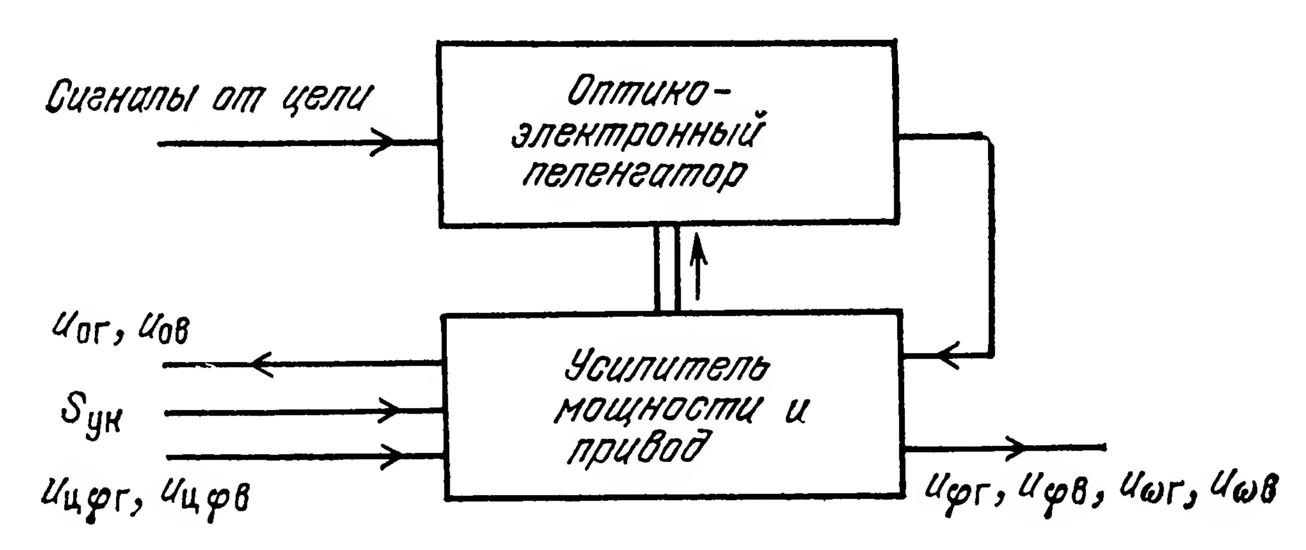



**Рис. 3.23** [66]

мощности усиливает сигналы рассогласования, а приводом перемещается подвижная система пеленгатора в плоскостях азимута и наклона. Выходными сигналами следящего ОЭУ могут быть напряжения $u_{φг}$, $u_{φв}$, характеризующие пеленги цели в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, а также напряжения $u_{ωг}$ и $u_{ωв}$, которые отображают составляющие угловой скорости линии визирования в тех же двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

ОЭП содержит рассмотренную выше ОЭС, а также усилители-преобразователи ее выходного сигнала в сигналы рассогласования. Кроме того, в состав пеленгатора входит автоматический обнаружитель, обеспечивающий перевод ОЭУ в режим автосопровождения цели. Чтобы облегчить обнаружение сигналов цели и перевод ОЭУ в режим автосопровождения заранее заданной цели, используются сигналы целеуказания $u_{цφг}$, $u_{цφв}$ и $u_{ог}$, $u_{ов}$ обратных связей. Сигналы $u_{цφг}$ и $u_{цφв}$ подаются на следящее ОЭУ извне, например, от угломерного канала РЛС.

Как и РЛУ, следящее ОЭУ может быть связано с датчиками корректирующих сигналов $s_{ук}$, обеспечивающих повышение точности и надежности автосопровождения цели.

Основой построения следящих пассивных ОЭУ является формирование в их пеленгаторах модулированных электрических сигналов. Один или большее число параметров модулированного сигнала несет информацию об уголовном положении цели относительно оси ОЭС. Принцип модуляции сигналов в приемной установке перешел в ОЭУ из техники радиолокации и радионавигации. Когда применение специальных модуляторов нежелательно, прибегают, как и в радиолокации, к многоканальному приему. Канальные ПЛЭ теплового ОЭУ размещаются в плоскости изображения целей. Поэтому положение каждого канального ПЛЭ соответствует строго определенной угловой координате цели относительно оси ОЭУ.

В существующих тепловых пассивных ОЭУ используются чаще всего оптико-механические модуляторы. В ОЭУ ТВ типа модулированный электрический сигнал получается благодаря строчной и кадровой разверткам электронного луча.

В последние годы разработаны специальные фотоэлектронные устройства, которые обладают чувствительностью к угловому смещению источника излучения по отношению к оси ОЭУ (диссекторы, ТВ трубки без накопления, квадрантные фотоумножители и т. д.) [45].

Все известные следящие пассивные ОЭУ делятся на время-импульсные, частотные, фазовые и амплитудные [45]. Вместе с тем в реальных условиях в силу несовершенства аппаратуры нередко модулируется не один, а бóльшее число параметров электрического сигнала. В результате получаются фазово-амплитудные, частотно-амплитудные и т. п. следящие ОЭУ.

Для время-импульсных следящих устройств информация об угле рассогласования в каждой плоскости пеленгации заключается в интервале времени между двумя импульсами или в длительности импульса. Реализуются такие устройства при использовании ТВ трубок или тепловых пеленгаторов с кадрово-строчной разверткой подобно тому, как это делается в устройстве, построенном по схеме рис. 3.21. Известны также время-импульсные следящие ОЭУ с четырьмя приемниками $Пр_1 ... Пр_4$ оптических сигналов, образующими симметричный крест (рис. 3.24). Осями $O_иY_и$ и $O_иZ_и$, где точка $O_и$ характеризует след оси ОЭУ на плоскости $O_иY_иZ_и$, представляется измерительная система координат. Изображение цели, сфокусированное оптической системой ОЭУ в виде точки, перемещается механизмом сканирования по окружности радиуса $r_{ск}$ с угловой скоростью $\Omega_{ск}$. Если направление на цель совпадает с осью ОЭС, то изображение цели находится на окружности 1, центр которой совмещен с точкой $O_и$. При наличии угла $\varphi_ц$ между линией визирования и осью ОЭС центр сканирования смещается в точку $O_{и1}$ и изображение цели перемещается по окружности 2 с той же угловой скоростью $\Omega_{ск}$. Расстояние между точками $O_{и1}$ и $O_и$ при малых углах $\varphi_ц$ равно $\varphi_ц f_ф$, где $f_ф$ — фокусное расстояние оптической системы ОЭУ.

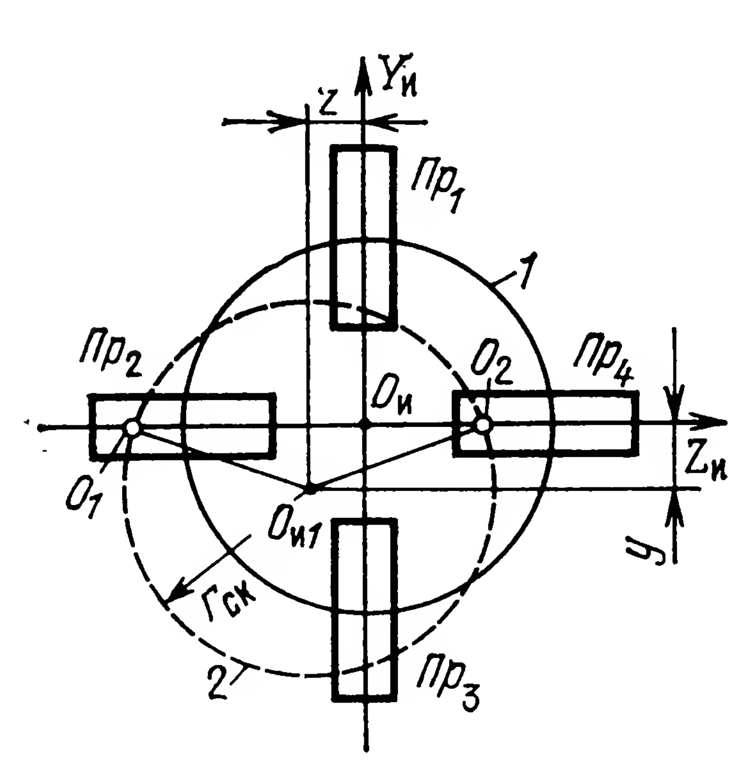


Рис. 3.24

С помощью приемников $Пр_1$ и $Пр_3$ формируется сигнал рассогласования для плоскости наклона, а приемники $Пр_2$ и $Пр_4$ используются при реализации следящего угломерного устройства, обеспечивающего автосопровождение цели в плоскости азимута. Поскольку для каждой плоскости пеленгации сигналы рассогласования вырабатываются аналогичным образом, в последующем будем рас-

сматривать выходные импульсные сигналы $u_{пр1}$ и $u_{пр3}$ лишь приемников $Пр_1$ и $Пр_3$.

При $\varphi_ц=0$ импульсы $u_{пр1}$ и $u_{пр3}$ возникают через время $T_1$, равное половине периода $T$ вращения точки, отображающей цель. В силу этого при подключении к $Пр_1$ и $Пр_3$ триггера с двумя НЧ фильтрами можно получить постоянную составляющую импульсного напряжения, равную нулю. Когда $\varphi_ц \neq 0$ и центр окружности сканирования 2 находится в точке $O_{и1}$, между импульсами $u_{пр1}$ и $u_{пр3}$ будет интервал времени $t_1$, определяемый соотношением

$$\Omega_{ск} t_1 = 2 \arccos (y/r_{ск}). \qquad (3.3.1)$$

Это соотношение получается из анализа треугольника $O_{и1}O_1O_2$ при предположении, что изображающая точка движется против часовой стрелки.

Но при сравнительно малых углах $\varphi_ц$

$$y = \varphi_в f_ф, \quad r_{ск} = \varphi_{ск} f_ф,$$

где $\varphi_в$ — угол между осью ОЭС и проекцией линии визирования на плоскость наклона, а $\varphi_{ск}$ — угол между той же осью ОЭС и осью сканирующего луча при $\varphi_в=0$. Поэтому

$$\Omega_{ск} t_1 = 2 \arccos (\varphi_в/\varphi_{ск}). \qquad (3.3.2)$$

Время $t_2$, необходимое для перехода изображающей точки по окружности 2 от приемника $Пр_3$ до приемника $Пр_1$ равно

$$t_2 = (2\pi - \Omega_{ск} t_1)/\Omega_{ск}. \qquad (3.3.3)$$

Если с помощью сигналов $u_{пр1}$ и $u_{пр3}$ сформировать триггером последовательность прямоугольных биполярных импульсов, в которой положительные и отрицательные импульсы имеют длительности $t_1$ и $t_2$ соответственно, а амплитудные значения их одинаковы, то можно выделить среднюю составляющую

$$u_{ср} = k (t_1 - t_2), \qquad (3.3.4)$$

где $k$ — коэффициент пропорциональности.

Учитывая соотношения (3.3.1)—(3.3.4), для сравнительно малых углов $\varphi_ц$ найдем, что

$$u_{ср} = -\frac{4k}{\Omega_{ск}\varphi_{ск}} \varphi_в. \qquad (3.3.5)$$

Из (3.3.5) следует возможность получить напряжение рассогласования $u_р = u_{ср}$, пропорциональное $\varphi_в$.

Время-импульсные следящие ОЭУ могут быть созданы не только при использовании оптико-механических модуляционных устройств, число которых значительно [53, 56, 57], но и с помощью специально разработанных приборов [45].

В частотных следящих устройствах угловое отклонение источника тепловых или световых лучей относительно оси ОЭС вызывает изменение частоты электрического сигнала, вырабатываемого фотоприемником. Простейшие ОЭУ данного типа содержат для каждого канала автосопровождения цели по угловым координа-

там модулирующий диск, который при отклонении цели в одну сторону от оси ОЭС обеспечивает получение видеоимпульсов на выходе приемника с одной частотой повторения, а угловое отклонение цели относительно оси ОЭС в другую сторону приводит к образованию видеоимпульсов с другой частотой повторения. Такой модулирующий диск имеет два концентрических кольца *1* и *2*, граница между которыми соответствует направлению оси ОЭС (рис. 3.25). Кольцо *1* содержит $n_1$ прозрачных и $n_1$ непрозрачных полос, а количество прозрачных и непрозрачных полос на кольце *2* составляет в сумме $2n_2$. При вращении такого модулирующего диска со скоростью $\omega_{мд}$ оборотов в секунду, частоты повторения импульсов при смещении оптического изображения вправо и влево относительно точки $O_и$ будут составлять $n_1\omega_{мд}$ и $n_2\omega_{мд}$ соответственно. В результате обработки импульсов можно получить две градации напряжения рассогласования $u_р$. Следовательно, такое следящее устройство имеет релейную пеленгационную характеристику, определяющую зависимость $u_р$ от углового отклонения $\varphi_г$ цели относительно оси ОЭС, например, в горизонтальной плоскости. Чтобы пеленгационная характеристика не была релейной, увеличивают число концентрических колец с разным количеством проводящих полос для модуляции принимаемых сигналов от цели, отклоненной в какую-либо одну сторону относительно оси ОЭС. Точность определения $\varphi_г$ следящим угломером с такой пеленгационной характеристикой зависит от числа дискретных уровней $n_д$ в пеленгационной характеристике, т. е. от количества концентрических колец в модуляционном диске. Чем меньше $n_д$, тем ниже точность измерений.

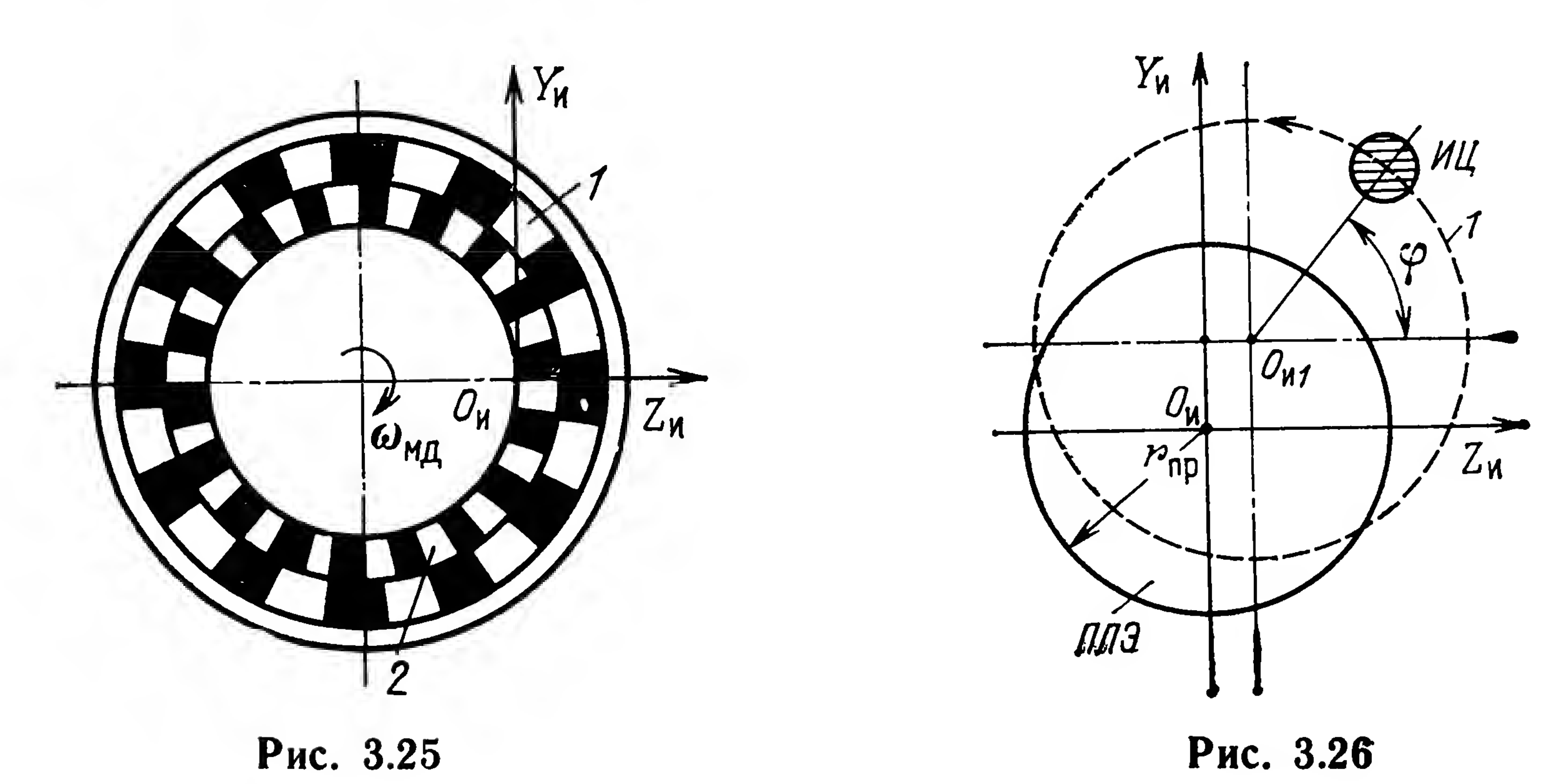



Рис. 3.25 Рис. 3.26

В настоящее время известен ряд частотных следящих ОЭУ, пеленгационные характеристики которых отображаются непрерывными функциями $u_р(\varphi_г)$ и $u_р(\varphi_в)$. Для реализации таких устройств создаются специальные оптико-механические и фотоэлектронные системы [45].

В фазовых следящих ОЭУ напряжение рассогласования $u_р$, характеризующее угловое отклонение цели относительно оси ОЭС

в какой-либо одной плоскости пеленгации, получается в результате сравнения фаз опорного сигнала и сигнала, поступающего от пеленгуемой цели. Однако на практике информация об угловом положении цели чаще всего содержится не только в фазе принимаемого сигнала $u_{пр}$, но и в его амплитуде. При использовании сведений о фазе и амплитуде $u_{пр}$ оптико-электронные следящие устройства называют фазово-амплитудными.

Напряжение рассогласования $u_р$ для каждой из плоскостей пеленгации получается в фазовых и фазово-амплитудных ОЭУ с помощью как широко распространенных оптико-механических, так и специальных фотоэлектронных модуляторов. Возможный вариант схемы, обеспечивающей получение $u_р$ для теплового ОЭУ, иллюстрируется на рис. 3.26.

Приемник лучистой энергии выполняется в виде круга с радиусом $r_{пр}$, оптической системой лучистый поток, поступающий от цели, фокусируется, и в плоскости ПЛЭ образуется проекция ИЦ (изображения цели) этого потока. Сфокусированный тепловой луч сканирует так, что ИЦ перемещается по окружности *1*. Радиус этой окружности несколько превышает $r_{пр}$, а положение ее центра $O_{и1}$ относительно центра $O_и$ круга ПЛЭ зависит от угловых координат цели. Если направление на цель совпадает с осью ОЭС, то точки $O_и$ и $O_{и1}$ находятся в одном и том же месте. В силу этого выходной сигнал ПЛЭ равен нулю. Когда $\varphi_г \neq 0$ и $\varphi_в \neq 0$, точка $O_{и1}$ смещается относительно $O_и$ на величину, пропорциональную $\varphi_ц = (\varphi^2_г + \varphi^2_в)^{0,5}$. В такой ситуации на выходе ПЛЭ образуются импульсы напряжения $u_и$ неизменной амплитуды. Частота повторения этих импульсов, называемая частотой сканирования $\Omega_{ск}$, определяется угловой скоростью вращения ИЦ, а их длительность уменьшается вместе с увеличением интервала $O_и O_{и1}$. Положение импульсов на оси времени при заданном законе перемещения ИЦ по окружности зависит от угла направления на цель в измерительной системе координат $O_и Z_и Y_и$.

Если с помощью узкополосного фильтра, настроенного на частоту $\Omega_{ск}$, выделить первую гармонику импульсов $u_и$, то можно получить синусоидальное по форме напряжение рассогласования $u_р$. Его амплитуда и начальная фаза зависят от угловых координат цели.

Когда угловые смещения цели относительно оси ОЭС настолько малы, что изображение цели ИЦ на некоторых участках ПЛЭ перекрывается с ним лишь частично, возникает дополнительный эффект амплитудной модуляции сигналов ПЛЭ и получается нечетная пеленгационная характеристика.

Вместо оптико-механического модулирующего устройства можно применять диссектор с круглым отверстием и сканирующим по окружности электронным лучом. Как и в оптико-механических устройствах, центр окружности сканирования в диссекторе смещается пропорционально углу $(\varphi^2_г + \varphi^2_в)^{0,5}$. Более подробная информация о фазовых и фазово-амплитудных ОЭУ содержится в [53, 56, 57].

В амплитудных следящих пассивных ОЭУ при угловых отклонениях цели относительно оси ОЭС изменяется амплитуда электрического сигнала. Для реализации амплитудных ОЭУ пригодны чувствительные элементы типа фоторезисторов с внутренним фотоэффектом; устройств, основанных на использовании фотоэффекта на границе кристалла или продольного фототока в полупроводниках; квадрантных фоторезисторов, дифференциальных устройств и т. п. [45].

**4. Активные и полуактивные ОЭУ,** в которых используются лазеры для подсвета целей, могут быть обзорно-следящими или только следящими. Они по структуре близки к соответствующим РЛУ и отличаются от них главным образом лишь приемными устройствами. Основой последних являются ОЭС, рассчитываемые на использование видимых и ИК лучей. Введение на передающей стороне модуляции СПЦ позволяет упростить модулирующее устройство пеленгатора [56]. Другой отличительный признак активных и полуактивных ОЭУ состоит в том, что они позволяют измерять дальность и скорость сближения.

## 3.4. Комплексирование радиотехнических и нерадиотехнических информационных устройств в системах самонаведения

**1. Общие сведения.** Современная теория оптимального управления показывает, что качество функционирования любой системы самонаведения существенно зависит от того, насколько полно и точно информационно-вычислительная подсистема определяет фазовые координаты обобщенного объекта управления (ОУ). Кроме того, важны высокие помехоустойчивость и скрытность работы систем самонаведения.

Чтобы увеличить количество контролируемых фазовых координат, на ОУ устанавливают различные по принципу действия измерители. Так, относительные параметры движения самонаводящегося самолета и цели могут измеряться бортовой РЛС, а параметры собственного движения самолета (воздушная скорость, высота, нормальное, боковое и тангенциальное ускорения, углы наклона осей самолета и т. д.) — автономными нерадиотехническими и радиотехническими измерителями. В настоящее время известно большое число типов автономных нерадиотехнических измерителей. Наиболее широко распространенными среди них являются: инерциальные измерители, барометрические высотомеры, датчики воздушной скорости и измерители углов крена, курса, тангажа, атаки и скольжения. К автономным радиотехническим измерителям относятся радиовысотомеры и доплеровские измерители путевой скорости и угла сноса (ДИСС).

Один из перспективных путей повышения точности измерений состоит в объединении соответствующим образом различных по принципу действия измерителей в единую измерительную систему,

называемую часто комплексным измерителем. Примером комплексного измерителя является совокупность следящего радиолокационного дальномера и датчика воздушной скорости самолета или измеряющего его продольное ускорение акселерометра. Уменьшение ошибок измерений благодаря комплексированию измерителей одних и тех же или взаимосвязанных фазовых координат ОУ объясняется тем, что возрастание числа измерительных приборов эквивалентно, по-существу, увеличению времени измерения.

Если в состав комплексного измерителя входят радиолокационные следящие измерители, то за счет комплексирования можно повысить их помехоустойчивость и скрытность работы систем самонаведения в целом. Рассматривая вопрос о повышении помехоустойчивости, нужно иметь в виду, что амплитудная (дискриминационная) характеристика дискриминатора любой радиолокационной следящей системы является нелинейной, а крутизна этой характеристики уменьшается с ростом интенсивности помех. Снижение крутизны амплитудной характеристики приводит к увеличению динамической ошибки слежения, которая при некотором уровне помех превосходит ширину апертуры дискриминационной характеристики. В таких условиях прекращается нормальное функционирование следящей системы или, как говорят, происходит срыв слежения. За счет ввода информации от нерадиотехнического датчика о параметре, за которым осуществляется слежение, динамическая ошибка следящей радиолокационной системы может быть существенно уменьшена. В такой ситуации снижение крутизны дискриминационной характеристики, приводящее к сужению полосы пропускания следящей системы, не повышает вероятность срыва $P_{\text{ср}}$, поскольку при этом уменьшаются флюктуационные (помеховые) ошибки.

Повышение скрытности работы систем самонаведения при использовании комплексных информационных устройств достигается за счет того, что радиолокационные средства работают на излучение периодически и малое время в пределах каждого периода. Это оказывается возможным, если на борту самонаводящегося объекта имеются автономные измерители (например, акселерометры) параметров собственного движения ОУ, а также вычислитель. Последний по данным автономных измерителей, корректируемых периодически с помощью радиолокационного устройства (РЛУ), формирует сигналы, которые характеризуют относительные параметры движения УО и цели. Легко понять, что наибольший период коррекции автономных измерителей будет при неподвижной цели и наименьший — в случае, когда цель является маневрирующей.

Комплексные измерители радиоэлектронных систем самонаведения — это сложные многомерные системы, содержащие в общем случае радиотехнические, оптико-электронные и другие типы измерителей с различными принципами действия, устройства сопряжения и пересчета измеряемых фазовых координат из одной системы координат в другую и т. д.

Различают два вида комплексных измерителей, которые могут быть как линейными, так и нелинейными. Для комплексного измерителя первого вида, именуемого иногда измерителем с полной информацией, характерно то, что каждый его измеритель определяет один и тот же параметр, а измерители, содержащиеся в комплексном измерителе второго вида, называемом также измерителем с неполной информацией, измеряют не один, а разные, но функционально связанные параметры. Комплексные измерители с полной информацией, а также комплексные измерители с неполной информацией могут применяться независимо от того, является ли цель подвижной или неподвижной.

В современных условиях наибольшее внимание уделяется двум направлениям в теории синтеза комплексных измерителей. Первое направление исходит из того, что статистические характеристики измеряемого параметра $x_1$ неизвестны и требуется найти структуру комплексного измерителя, который измеряет $x_1$ без динамических ошибок, т. е. инвариантен относительно $x_1$, и обеспечивает минимум среднеквадратической случайной ошибки измерений $x_1$ при известных свойствах помеховых воздействий. Второе направление предусматривает априорное знание статистических характеристик $x_1$ и сопутствующих измерению помех. В таких условиях решается задача по определению структуры и параметров комплексного измерителя, минимизирующего суммарную динамическую и помеховую среднеквадратическую ошибку измерений. Полнее всего оба эти теоретические направления развиты применительно к линейным комплексным измерителям. Такие измерители и будут рассматриваться в последующем. Основные сведения о синтезе нелинейных измерителей можно найти в [47, 100].

К сожалению, в литературе отсутствуют удачные, по мнению авторов, наименования оптимальных линейных комплексных измерителей, компактно отражающие сущность их функционирования. В последующем ради краткости изложения комплексные измерители, определяемые первым теоретическим направлением, называются инвариантными, а комплексные измерители, которые получаются на основе второго теоретического направления, будем именовать неинвариантными. Комплексные измерители первого вида могут быть как инвариантными, так и неинвариантными. Если комплексный измеритель не содержит хотя бы два канала измерения одного и того же параметра, который подлежит оптимальной оценке и используется для формирования требуемого параметра управления, то такой измеритель может быть только неинвариантным. Инвариантные комплексные измерители пригодны для параметра любого типа, отличаются наибольшей универсальностью, которая достигается однако за счет снижения точности измерений, связанного с тем, что не учитывается априорная информация о $x_1$.

**2. Оптимальные инвариантные комплексные измерители первого вида.** Задача синтеза инвариантных комплексных измерите-

лей первого вида ставится следующим образом. Комплексный измеритель имеет $N_и$ входов для измерения параметра (фазовой координаты) $x_1$. На входе с номером $i$ содержится смесь

$$z_i = x_1 + \xi_i, \tag{3.4.1}$$

где $\xi_i$ — шум на входе измерителя $i$ с известными математическим ожиданием и спектральной плотностью (или корреляционной функцией), $i=1, 2, ..., N_и$.

Если предполагается, что $x_1$ действует на входе радиолокационного следящего измерителя с номером $i$, то $\xi_i$ получаются как результат пересчета помеховой составляющей в выходном напряжении дискриминатора на вход следящей системы. Когда $z_i$ формируется безынерционным измерителем, $\xi_i$ представляет собой случайную помеховую ошибку этого измерителя; причем шумы $\xi_i$ и $\xi_j$ ($i$, $j$ равны 1, 2, ..., $N_и$, $i \neq j$) считаются независимыми.

Составляющие $z_1, z_2, ..., z_{N_и}$ и $\xi_1, \xi_2, ..., \xi_{N_и}$ образуют векторы измерений (или наблюдений) $\mathbf{z}$ и шумов $\boldsymbol{\xi}_и$.

Учитывая (3.4.1), можно записать

$$\mathbf{z} = \mathbf{H} x_1 + \boldsymbol{\xi}_и, \tag{3.4.2}$$

где $\mathbf{H}$ — вектор, элементы которого равны 1.

Требуется найти алгоритм линейной фильтрации, обеспечивающей оценку $\hat{x}_1$ параметра $x_1$ без динамической ошибки и с минимальной дисперсией $D_{\Delta x1}$ случайной ошибки, обусловливаемой шумами $\xi_1, \xi_2, ..., \xi_{N_и}$. На основании алгоритма фильтрации определяются структура и параметры системы обработки сигналов $z_1, z_2, ..., z_{N_и}$.

Существо сформулированной задачи иллюстрируется схемой, показанной на рис. 3.27. Решение данной задачи основывается на результатах теории многомерной оптимальной линейной фильтрации [19, 25, 82]. Наиболее простым оно получается в тех случаях, когда искомая система обработки относится к классу линейных стационарных систем, а шумы $\xi_1, \xi_2, ..., \xi_{N_и}$ являются стационарными случайными функциями времени и не коррелированы друг с другом. В таких условиях можно считать, что каждый сигнал $z_i$ проходит к единственному выходу $\hat{x}_1$ через фильтр системы обработки с передаточной функцией $W_i(p)$. Поэтому



**Рис. 3.27**

$$\hat{x}_1 = \sum_{i=1}^{N_и} W_i(p) z_i = \sum_{i=1}^{N_и} W_i(p)(x_1 + \xi_i), \tag{3.4.3}$$

где $p=d/dt$ — оператор дифференцирования по времени.

Динамическая ошибка определения $x_1$ будет отсутствовать, если

$$\sum_{i=1}^{N_\text{и}} W_i(p) = 1. \qquad (3.4.4)$$

При выполнении равенства (3.4.4) погрешность фильтрации равна

$$\Delta x_1 = x_1 - \hat{x}_1 = -\sum_{i=1}^{N_\text{и}} W_i(p)\,\xi_i. \qquad (3.4.5)$$

Из сказанного следует, что задача синтеза инвариантного комплексного измерителя сводится к нахождению передаточных функций $W_i(j\omega)$, которые обеспечивают минимальную среднеквадратическую ошибку $\sqrt{D_{\Delta x1}} = \sigma_{\Delta x1}$ определения $x_1$ и одновременно удовлетворяют равенству (3.4.4). Чтобы нагляднее представить структуру и прийти к наиболее подходящей для практических задач методике синтеза такого измерителя при любом значении $N_\text{и}$, целесообразно ознакомиться предварительно с процедурой синтеза комплексного измерителя при $N_\text{и}=2$. Когда $N_\text{и}=2$, вектор измерений характеризуется компонентами

$$z_1 = x_1 + \xi_1 \qquad (3.4.6)$$

и

$$z_2 = x_1 + \xi_2, \qquad (3.4.7)$$

на основе равенства (3.4.3) получаем

$$\hat{x}_1 = [W_1(p) + W_2(p)]\,x_1 + W_1(p)\,\xi_1 + W_2(p)\,\xi_2. \qquad (3.4.8)$$

Динамическая ошибка измерения $x_1$ будет отсутствовать, если

$$W_1(p) + W_2(p) = 1. \qquad (3.4.9)$$

С учетом (3.4.9) на основе (3.4.8) находим

$$\hat{x}_1 = x_1 + \xi_2 + W_1(p)(\xi_1 - \xi_2). \qquad (3.4.10)$$

Из (3.4.10) вытекают показанные на рис. 3.28 и 3.29 динамические структурные схемы рассматриваемого измерителя, эквивалентные друг другу. Из рис. 3.29 видно, что задача синтеза инвариантного относительно $x_1$ комплексного измерителя при $N_\text{и}=2$ сводится теперь к определению передаточной функции $W_1(p)$ фильтра, минимизирующего среднеквадратическую ошибку воспроизведения входного сигнала $-\xi_2$ при условии, что помимо $-\xi_2$, кото-

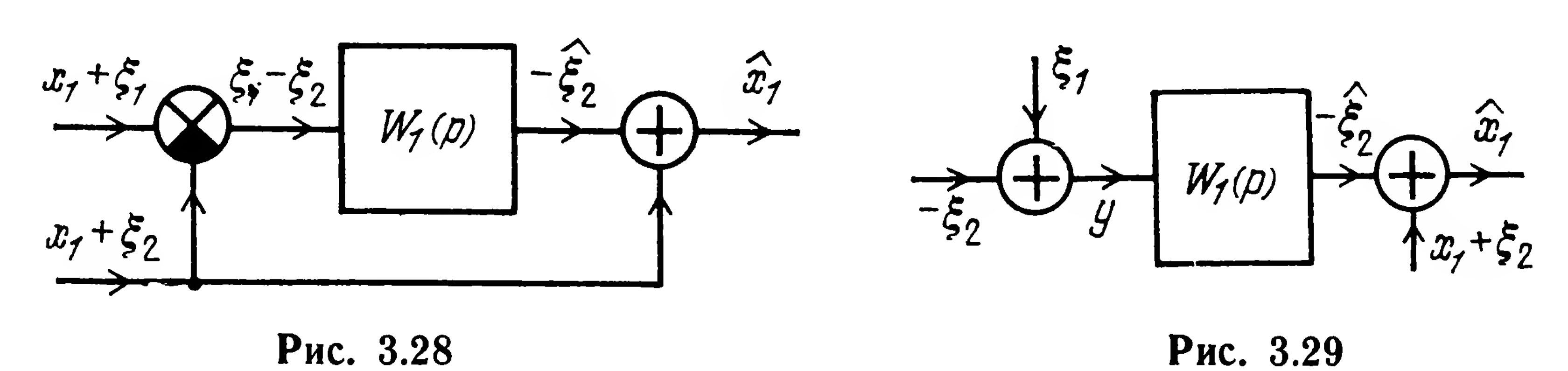



Рис. 3.28 Рис. 3.29

рый не является в общем случае белым шумом, на фильтр воздействует помеха (шум) $\xi_1$. Статистические характеристики случайных сигналов $\xi_1$ и $\xi_2$ при этом считают известными.

Вместо (3.4.10) можно записать $\hat{x}_1 = x_1 + \xi_1 + W_2(p)(\xi_2 - \xi_1)$. В такой ситуации определению подлежит передаточная функция $W_2(p)$, обеспечивающая, воспроизведение шума — $\xi_1$ с минимальной среднеквадратической ошибкой. Вопрос о том, отыскивать $W_1(p)$ или $W_2(p)$, следует решать с учетом характеристик шумов $\xi_1$ и $\xi_2$. При этом нужно помнить, что наиболее просто оценивается случайный сигнал, сопровождаемый аддитивным белым шумом. Если $\xi_1$ и $\xi_2$ не являются белыми шумами, то нет принципиальной разницы, какой из шумов $\xi_1$ либо $\xi_2$ считать оцениваемым.

В настоящее время существует ряд методов решения поставленной задачи по оптимизации передаточной функции $W_1(p)$ или $W_2(p)$. Одним из самых плодотворных среди них является метод калмановской фильтрации, называемый также методом фильтрации в пространстве состояний. Наиболее просто этот метод реализуется при предположении, что $\xi_1$ является белым шумом с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией

$$R_{\xi_1}(t, \tau) = 0{,}5\, G_{\xi_1}\, \delta(t - \tau),$$

где $G_{\xi_1}$ — односторонняя спектральная плотность шума $\xi_1$, а $\delta(x)$ — дельта-функция. Фильтруемый сигнал $x_ф = -\xi_2$ в теории калмановской фильтрации считается полученным из белого шума $\xi_{xф}$ с помощью формирующего фильтра. На практике $x_ф$ достаточно часто можно считать НЧ случайным процессом, который протекает в соответствии с уравнением

$$\dot{x}_ф + k x_ф = k\, \xi_{xф}. \qquad (3.4.11)$$

Здесь $k = 1/T_2$ — коэффициент, обратный по величине постоянной времени $T_2$ формирующего ФНЧ.

Математическое ожидание белого шума $\xi_{xф}$ равно нулю, а его корреляционная функция $R_{\xi xф}(t, \tau) = \frac{1}{2} G_{\xi xф}\, \delta(t - \tau)$, где $G_{\xi xф}$ — односторонняя спектральная плотность шума $\xi_{xф}$.

В терминах теории калмановской фильтрации (3.4.11) представляет собой уравнение состояния, которое в данной задаче является скалярным. Уравнение измерений (наблюдений), как это следует из рис. 3.29, имеет вид

$$y = x_ф + \xi_1. \qquad (3.4.12)$$

В соответствии с результатами теории калмановской фильтрации оценка $\hat{x}_ф = -\hat{\xi}_2$ параметра $x_ф$, отыскиваемая на основе уравнений (3.4.11) и (3.4.12), определяется уравнением [100]

$$\dot{\hat{x}}_ф = -k\, \hat{x}_ф + k_ф (y - \hat{x}_ф), \qquad (3.4.13)$$

где коэффициент усиления $k_ф$ фильтра равен

$$k_ф = 2\, D_{\Delta x} / G_{\xi_1}. \qquad (3.4.14)$$

Дисперсия $D_{\Delta x}$ ошибки оценивания параметра $x_ф$, входящая в (3.4.14), вычисляется в результате решения дисперсионного уравнения [100]:

$$\dot{D}_{\Delta x} = -2k D_{\Delta x} - \frac{2}{G_{\xi 1}} D^2_{\Delta x} + \frac{1}{2} k^2 G_{\xi x ф}. \qquad (3.4.15)$$

Динамическая структурная схема оптимального фильтра, вытекающая из уравнения (3.4.13), изображена на рис. 3.30,*а*. Заменяя на рис. 3.30,*а* инерционным звеном интегратор, охваченный обратной связью, получим схему, показанную на рис. 3.30,*б*. Из рис. 3.30,*б* видно, что при учете аддитивного белого шума оптимальный фильтр, предназначенный для оценивания параметра $x_ф$, спектральная плотность которого сосредоточена в области

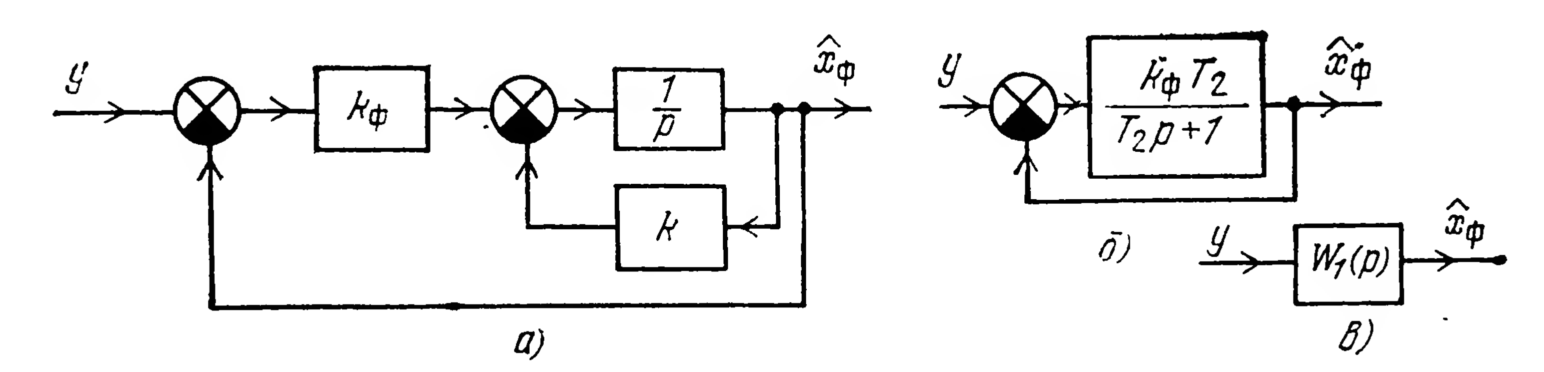


**Рис. 3.30**

низких частот, соответствует инерционному динамическому звену с переменным коэффициентом усиления.

В установившемся режиме $\dot{D}_{\Delta x}=0$ и, как следует из (3.4.15), установившееся значение $D_{\Delta x y}$ дисперсии $D_\Delta$ равно

$$D_{\Delta x y} = \frac{0{,}5\, k G_{\xi x ф}}{\rho} (\sqrt{1+\rho}+1),$$

где $\rho = G_{\xi x ф} / G_{\xi 1}$ характеризует отношение сигнал-шум. При возрастании $\rho$ величина $D_{\Delta x y}$ стремится к $0{,}5 k G_{\xi x ф}/\sqrt{\rho}$.

Учитывая формулу для $D_{\Delta x y}$, на основе (3.4.14) находим

$$k_ф = k(-1+\sqrt{1+\rho}). \qquad (3.4.16)$$

Когда $k_ф$ определяется соотношением (3.4.16), передаточная функция динамических звеньев в прямой цепи на рис. 3.30,*а* равна $W_{пр}(p) = \frac{-1+\sqrt{1+\rho}}{T_2 p+1}$ и может быть получена динамическая структурная схема, представленная на рис. 3.30,*в*, где

$$W_1(p) = \frac{k_{опт}}{\tau_2 p + 1}, \qquad (3.4.17)$$

$$k_{опт} = 1 - 1/\sqrt{1+\rho}, \quad \tau_2 = T_2/\sqrt{1+\rho}.$$

Такую же передаточную функцию имеет стационарный линейный фильтр в схемах рис. 3.29 и 3.30,*а*,*б*.

Коэффициент усиления $k_{опт}$ и постоянная времени стационарного оптимального фильтра зависят от спектральных плотностей

$G_{\xi x\phi}$ и $G_{\xi 1}$. Если при этом $G_{\xi x\phi}=\text{const}$, то с уменьшением $G_{\xi 1}$ коэффициент передачи $k_{\text{опт}}$ увеличивается, а $\tau_2$ уменьшается. Такие зависимости $\tau_2$ и $k_{\text{опт}}$ от $G_{\xi 1}$ объясняются тем, что снижение интенсивности мешающего сигнала повышает роль априорной информации о фильтруемом параметре $x_\phi=-\xi_2$.

Схема, показанная на рис. 3.28, называется схемой компенсации. Такое наименование связано с тем, что в сумматоре, на который подаются сигналы $x_1+\xi_2$ и $\hat{x}_\phi=-\hat{\xi}_2$, происходит частичная компенсация помехи $\xi_2$. Одновременно фильтр с передаточной фукцией $W_1(p)$ подавляет ВЧ составляющие шума $\xi_1$.

Учитывая передаточную функцию (3.4.17), на основе рис. 3.28 можно найти

$$\hat{x}_1=\frac{k_{\text{опт}}}{\tau_2 p+1}(x_1+\xi_1)+\frac{\tau_2 p+1-k_{\text{опт}}}{\tau_2 p+1}(x_1+\xi_2). \qquad (3.4.17,a)$$

Полученному соотношению соответствует динамическая структурная схема, представленная на рис. 3.31. В результате сравнительно простых преобразований эту схему можно привести к виду, изображенному на рис. 3.32. Здесь $k_1=\sqrt{1+\rho}-1$ — коэффициент передачи прямой цепи регулирования. Чтобы убедиться в эквивалентности схем, показанных на рис. 3.31 и 3.32, достаточно определить на основе рис. 3.32 зависимость $\hat{x}_1$ от $x_1$, $\xi_1$ и $\xi_2$.

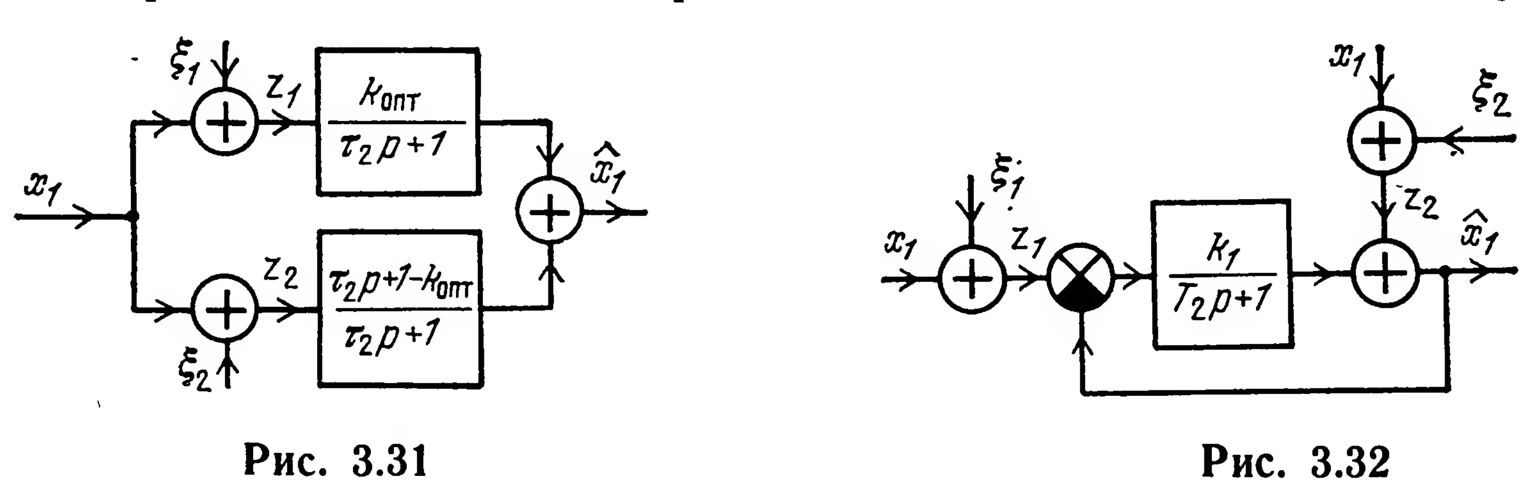



Рис. 3.31 Рис. 3.32

В теории комплексных измерителей схемы, изображенные на рис. 3.31 и 3.32, принято называть схемой фильтрации и схемой с введением дополнительной информации внутрь кольца слежения соответственно. Устройства, которые реализуются по схеме рис. 3.32, именуют часто комплексными измерителями с коррекцией. При этом сигнал коррекции $z_2$, содержащий информацию о том же измеряемом параметре $x_1$, что и сигнал $z_1$, называется сигналом позиционной коррекции, а комплексный измеритель с таким корректирующим сигналом — следящим измерителем с позиционной коррекцией.

Сигнал позиционной коррекции может вводиться в следящую систему не только так, как показано на рис. 3.32, но и в соответствии со схемой, изображенной на рис. 3.33. Эта схема содержит согласующий фильтр с передаточной функцией $K(p)$, при $K(p)W_2(p)=1$ обеспечивает инвариантность измерителя относительно $x_1$ и легко сводится к схемам, которые изображены на рис. 3.29 и рис. 3.31 при изменении передаточных функций вхо-

дящих в них динамических звеньев. Так, схема фильтрации для рис. 3.33 будет иметь вид, показанный на рис. 3.31, если передаточные функции $k_{опт}/\tau_2 p+1$ и $\tau_2 p+1-k_{опт}/\tau_2 p+1$ заменить на $W_1(p)W_2(p)/[1+W_1(p)W_2(p)]$ и $K(p)W_2(p)/[1+W_1(p)W_2(p)]$ соответственно.

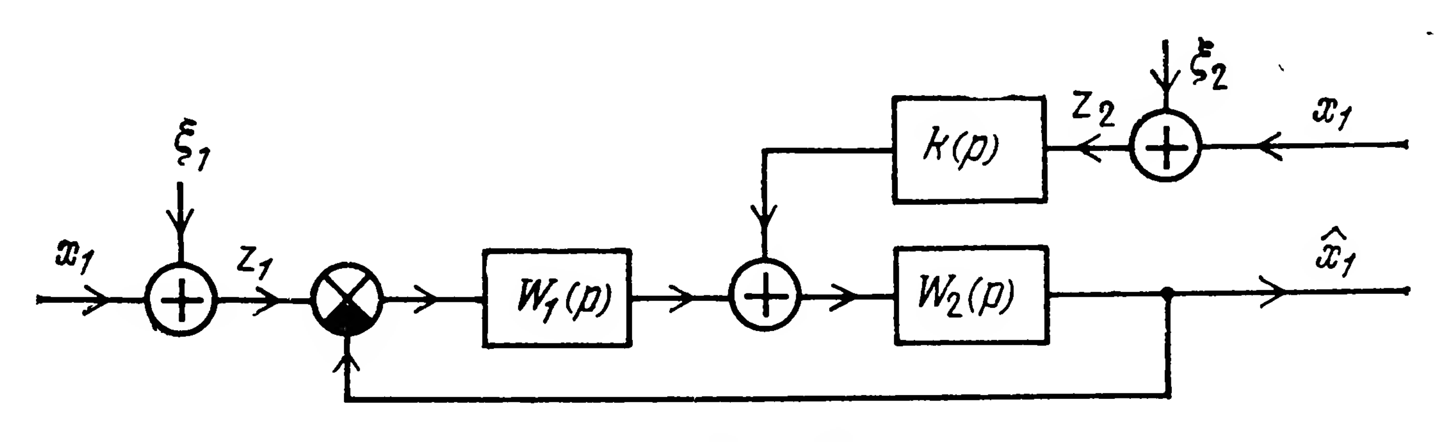



Рис. 3.33

Несмотря на то что различные схемы линейных инвариантных комплексных измерителей обеспечивают идентичность их динамических свойств, радиолокационные следящие системы целесообразно комплексировать с нерадиотехническими датчиками информации по принципу ввода дополнительной информации внутрь кольца слежения. Это связано с тем, что при интенсивных помехах подобные следящие системы, которые содержат дискриминаторы с нелинейными характеристиками, нельзя считать линейными и в них возможен срыв слежения, если не принимать специальных мер. Ввод корректирующего сигнала от нерадиотехнического датчика внутрь кольца слежения как раз и является одной из таких мер.

После того как сравнительно детально рассмотрен синтез комплексных измерителей при $N_и=2$ и показана эквивалентность их различных схем, можно перейти к решению задачи о синтезе инвариантных комплексных измерителей с любым числом $N_и$. Можно показать [82], что линейные схемы компенсации, фильтрации и с введением дополнительной информации внутрь кольца слежения обладают одинаковыми динамическими свойствами не только при $N_и=2$, но и при $N_и>2$. В таких условиях синтез комплексного измерителя осуществляют, используя любую из рассмотренных выше разновидностей схем. При решении прикладных задач наиболее плодотворно опираться на схему компенсации.

Многоканальная инвариантная относительно измеряемого параметра $x_1$ схема компенсации, полученная при условии, что шумы $\xi_1, \xi_2, ..., \xi_{N_и-1}$ белые, а шум $\xi_{N_и}$ является коррелированным, имеет вид, показанный на рис. 3.34. С помощью вычитающего устройства в цепи $i (i=1, 2, ..., N_и-1)$ образуется разностный шумовой сигнал $\xi_i-\xi_{N_и}$. Задача фильтра $\Phi$ состоит в возможно лучшем воспроизведении шума $x_{ф1}=-\xi_{N_и}$ и подавлении шумов $\xi_1, \xi_2, ..., \xi_{N_и-1}$. Добавление оценки $\hat{x}_{ф1}=-\xi_{N_и}$ шума $x_{ф1}$ к $z_{N_и}$ приводит к частичной компенсации его и получению комплексного измерителя, инвариантного относительно $x_1$ если выполняется равенство (3.4.4).

Чтобы можно было наиболее просто подойти к формулировке задачи синтеза, преобразуем схему рис. 3.34 к виду, изображенному на рис. 3.35. Из рис. 3.35 следует, что синтез многомерного линейного инвариантного комплексного измерителя сводится к определению структуры и параметров фильтра *Ф*, обеспечивающего

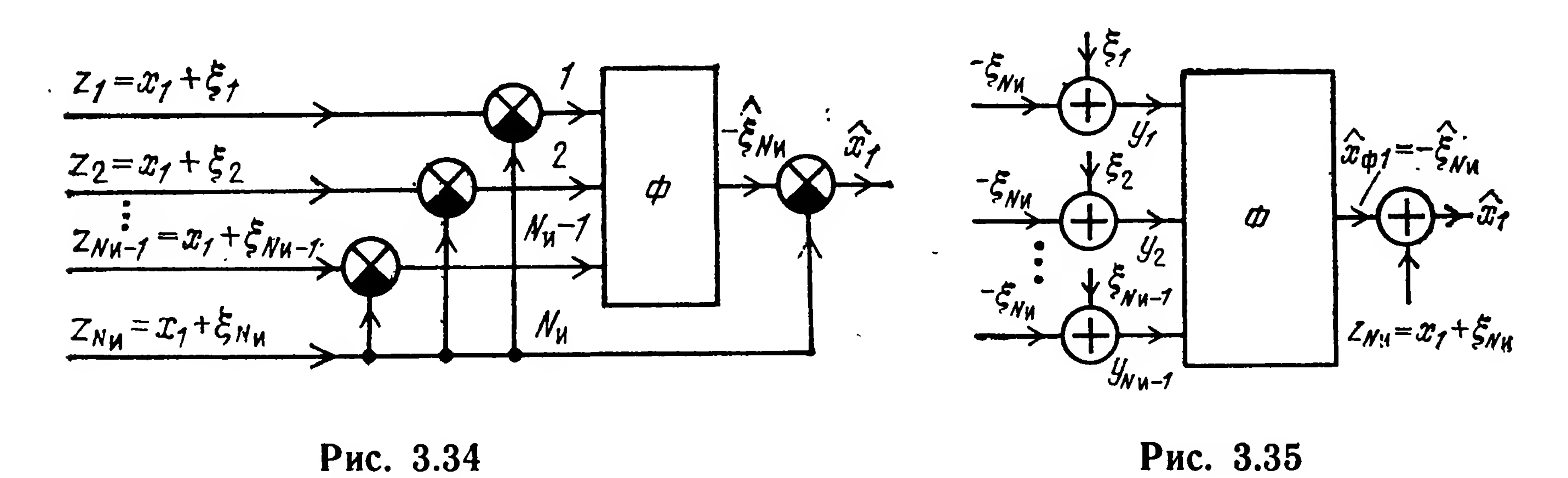



**Рис. 3.34** **Рис. 3.35**

щего воспроизведение параметра $x_1$ без динамической ошибки и фильтрацию шума $x_{ф1}=-\xi_{N_и}$ на фоне аддитивных шумов $\xi_1$, $\xi_2$, $\xi_{N_и-1}$ с минимальной среднеквадратической ошибкой. При этом предполагается, что статистические характеристики шумов $\xi_1$, $\xi_2$, ..., $\xi_{N_и-1}$ известны. В таких условиях целесообразной для синтеза фильтра, минимизирующего среднеквадратическую ошибку фильтрации шума $x_{ф1}=-\xi_{N_и}$, также является теория калмановской фильтрации. При использовании этой теории будем предполагать, что оцениваемый шум $x_{ф1}=-\xi_{N_и}$ вырабатывается из белого шума формирующим фильтром, процессы в котором характеризуются дифференциальным уравнением порядка *n*. Заменой переменных $\dot{x}_{ф1}=x_{ф2}$, $\dot{x}_{ф2}=x_{ф3}$, ..., $\dot{x}_{ф(n-1)}=x_{фn}$ это уравнение представляется системой *n* линейных дифференциальных уравнений 1-го порядка. Основные правила такого представления можно найти, например, в [19, 82]. В результате получается векторное дифференциальное уравнение состояния

$$\dot{\mathbf{x}}_ф=\mathbf{F}\,\mathbf{x}_ф+\mathbf{C}\,\xi_{xф}. \qquad (3.4.18)$$

Здесь $\mathbf{x}_ф$ — *n*-мерный вектор состояния с компонентами $x_{ф1}$, $x_{ф2}$, ..., $x_{фn}$; $\xi_{xф}$ — белый шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью $G_{\xi xф}$ ; $\mathbf{F}$ — квадратная матрица размером $n\times n$, элементы которой определяются коэффициентами исходного дифференциального уравнения состояния; $\mathbf{C}$ — *n*-мерный вектор с элементами, зависящими от коэффициентов того же уравнения состояния. При этом предполагаются известными статистические характеристики вектора $\mathbf{x}_ф$ в момент времени $t=t_0$ начала фильтрации. Напомним, что составляющая $x_{ф1}=-\xi_{N_и}$ выступает в качестве оцениваемого коррелированного шума при синтезе инвариантного фильтра.

Вектор измерений $\mathbf{y}$ с элементами $y_1$, $y_2$, ..., $y_{N_и-1}$, как следует из рис. 3.35, можно записать в виде

$$\mathbf{y}=\mathbf{H}\,\mathbf{x}_ф+\boldsymbol{\xi}, \qquad (3.4.19)$$

где

$$\mathbf{H}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & \dots & 0\\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0\\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots\\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0\end{bmatrix}$$ — матрица размером $(N_и-1)\times n$,

у которой в силу необходимости оценивать лишь составляющую $x_{ф1}=-\xi_{Nи}$, элементы первого столбца равны 1, а остальные элементы составляют нули; $\xi$—$(N_и-1)$-мерный вектор независимых белых шумов, компоненты которого $\xi_1, \xi_2, ..., \xi_{Nи-1}$ имеют равные нулю математические ожидания и известные корреляционные функции.

Уравнения (3.4.18) и (3.4.19) представляют собой стандартную форму исходных уравнений состояния и измерений в теории калмановской фильтрации. В соответствии с результатами этой теории для оценки $\hat{\mathbf{x}}_ф$ вектора $\mathbf{x}_ф$ получается уравнение [100]

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_ф=\mathbf{F}\,\hat{\mathbf{x}}_ф+\mathbf{k}_ф(\mathbf{y}-\mathbf{H}\,\hat{\mathbf{x}}_ф). \qquad (3.4.20)$$

В этом уравнении матрица

$$\mathbf{k}_ф=2\,D_{\Delta x}\,\mathbf{H}^{т}\,G_{\xi}^{-1}. \qquad (3.4.21)$$

Эта матрица имеет размер $(N_и-1)\times n$, а ее элементы определяют коэффициенты усиления отдельных каналов оптимального фильтра; $\mathbf{D}_{\Delta x}$ — матрица дисперсий ошибок фильтрации вектора $\mathbf{x}_ф$ размером $n\times n$; $\mathbf{H}^{т}$ — транспонированная матрица $\mathbf{H}$; $\mathbf{G}_{\xi}^{-1}$ — матрица, обратная матрице односторонних спектральных плотностей $\mathbf{G}_{\xi}$ вектора $\xi$. Матрица $\mathbf{D}_{\Delta x}$, входящая в уравнение фильтрации (3.4.20), определяется матричным нелинейным уравнением Риккати [100]

$$\dot{\mathbf{D}}_{\Delta x}=\mathbf{F}\mathbf{D}_{\Delta x}+\mathbf{D}_{\Delta x}\mathbf{F}^{т}-2\,\mathbf{D}_{\Delta x}\mathbf{H}^{т}\mathbf{G}_{\xi}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{D}_{\Delta x}+$$
$$+\frac{1}{2}C\,G_{\xi x ф}\,\mathbf{C}^{т}. \qquad (3.4.22)$$

Структурная схема оптимального фильтра, получающаяся на основе уравнения (3.4.20) с учетом соотношения (3.4.19), показана на рис. 3.36. Эта схема, как и при $N_и=2$, может быть сведена к схеме фильтрации и схеме с введением дополнительной информации внутрь кольца слежения.

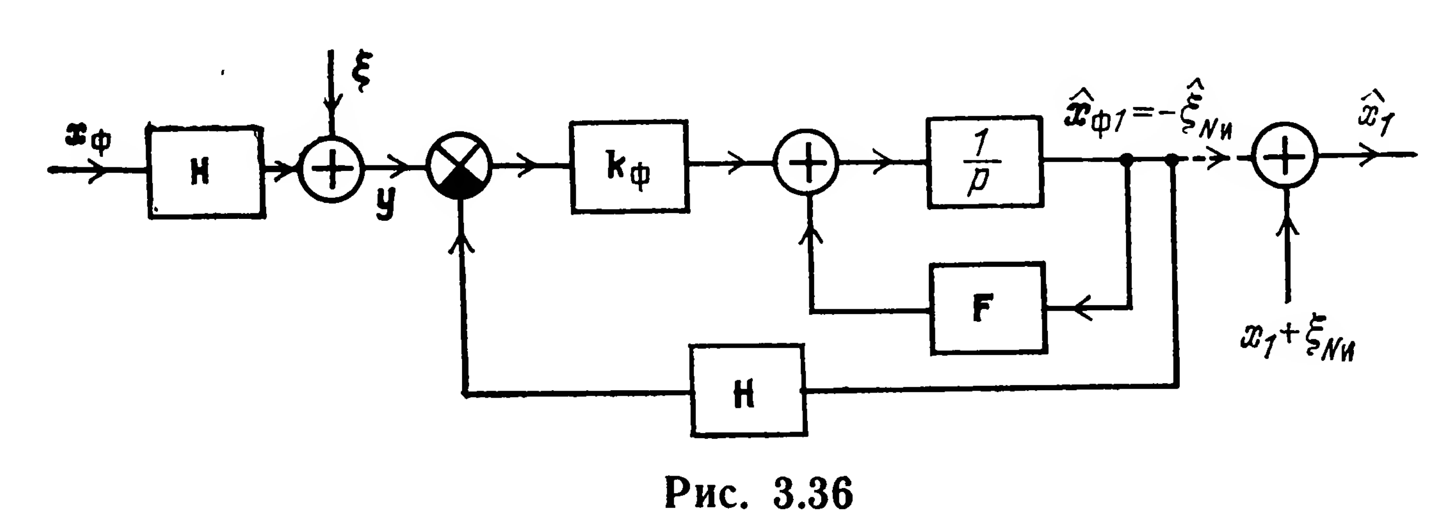



Рис. 3.36

Примеры, иллюстрирующие методику определения многомерных калмановских фильтров, которые используются в инвариантных комплексных измерителях 1-го вида, можно найти в [19, 28, 49]. Так фильтровой схемы при $N_и=3$, установившемся значении $\mathbf{k}_ф$ и учете, что $\xi_1$, $\xi_2$ — белые шумы, а $\xi_3$ образуется из белого шума, прошедшего через фильтр нижних частот с коэффициентом передачи 1 и постоянной времени $T_2$, передаточные функции $W_{1,2}(p)=k_1/G_{\xi\,1,2}(T_ф p+1)$ и $W_3(p)=1-W_1(p)-W_2(p)$, где $T_ф=$ $=T_2(1+\sum_{i=1}^{2}\rho_i)^{-0,5}$, $k_1=(1-T_ф/T_2)/\sum_{i=1}^{2}G_{\xi i}^{-1}$, $\rho_i=G_{\xi xф}/G_{\xi i}$, $G_{\xi 1,2}$ — односторонние спектральные плотности шумов $\xi_1$, $\xi_2$.

Установившееся значение $D_{\Delta xу}$ дисперсии $D_{\Delta x}$ для ошибки оценивания параметра $x_{ф1}=-\xi_3$ получается равным

$$D_{\Delta xу}=\frac{0,5\,G_{\xi xф}}{T_2\sum\limits_{i=1}^{2}\rho_i}\left(\sqrt{1+\sum_{i=1}^{2}\rho_i}-1\right). \qquad (3.4.22,a)$$

Если возникает задача по определению $D_{\Delta xу}$ для любого значения $N_и$, то, как показывает анализ уравнения (3.4.22), при формировании $x_{ф1}$ на основании уравнения $T_2\dot{x}_{ф1}+x_{ф1}=\xi_{xф}$ можно воспользоваться формулой (3.4.22,*а*) при замене в ней верхних индексов суммирования на $N_и-1$. Из этой формулы с учетом только что сказанного следует снижение среднеквадратической ошибки оценивания (фильтрации) с ростом $N_и$. Когда измерения равноточные, т. е. когда $G_{\xi 1}=G_{\xi 2}=\ldots=G_{\xi(N_и-1)}$ и отношения $\rho_1=\rho_2=\ldots=\rho_{N_и-1}$ большие, величина $D_{\Delta xу}$ изменяется приблизительно обратно пропорционально корню квадратному из $N_и-1$.

В ряде практических задач шумы $\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_{N_и-1}$, образующие вектор шумов $\xi$ в соотношении (3.4.19), нельзя считать белыми. Для синтеза фильтра *Ф* (рис. 3.35) при небелых шумах $\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_{N_и-1}$ делают предположение о получении их из белых шумов с помощью формирующих фильтров. Достаточно часто фильтр, формирующий $\xi_i (i=1, 2, \ldots, N_и-1)$, характеризуется уравнением

$$\dot{\xi}_i=A_i\xi_i+\xi_{бi}, \qquad (3.4.23)$$

в котором $|A_i|$ — величина, обратно пропорциональная постоянной времени формирующего фильтра, а $\xi_{бi}$ — белый шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью $G_{бi}$. При наличии $N_и-1$ независимых источников белых шумов $\xi_{б1}, \xi_{б2}, \ldots, \xi_{б(N_и-1)}$ можно записать векторное уравнение формирующего фильтра

$$\dot{\boldsymbol{\xi}}=\mathbf{A}\boldsymbol{\xi}+\boldsymbol{\xi}_б. \qquad (3.4.24)$$

Здесь **A** — диагональная матрица размером $(N_и-1)\times(N_и-1)$. $\xi_б$ — вектор белых шумов с элементами $\xi_{б1}$, $\xi_{б2}$, ..., $\xi_{б(N_и-1)}$.

Теперь, когда уравнение состояния и уравнение измерений имеют вид (3.4.18) и (3.4.19), а вектор $\xi$ определяется уравнением (3.4.24), задача синтеза инвариантного комплексного измерителя сводится к обеспечению равенства (3.4.4) и нахождению векторного дифференциального уравнения для фильтра, минимизирующего среднеквадратическую ошибку оценивания шума $x_{ф1}$. Решение этой задачи основывается на преобразовании ее к задаче калмановской фильтрации в стандартной форме, когда вектор измерений содержит лишь белый шум. Такое преобразование, осуществляемое введением нового вектора измерений $\mathbf{y}_н=\dot{\mathbf{y}}-\mathbf{A}\mathbf{y}$, имеется, например, в [44, 100]. Получаемое при этом уравнение многомерного оптимального фильтра для оценки $x_{ф1}$ содержит производную по времени $\dot{\mathbf{y}}$. Чтобы не дифференцировать **y**, вводят промежуточный вектор состояния $\mathbf{x}_п$, который связан с $\hat{\mathbf{x}}_ф$ формулой [44]

$$\hat{\mathbf{x}}_ф=\mathbf{x}_п+\mathbf{k}_ф\,\mathbf{y}. \qquad (3.4.25)$$

В прикладных задачах создания $N_и$-мерного комплексного инвариантного измерителя могут оказаться непосредственно измеряемыми не процессы $z_i=x_1+\xi_i\,(i=1,\ 2,\ ...,\ N_и)$, а процессы $z_i=\Phi_i(p)\,(x_1+\xi_i)$. При этом передаточные функции $\Phi_i(p)$ считаются известными. В таких условиях синтез инвариантного оптимального фильтра может осуществляться в соответствии с вышеизложенной методикой, если под $z_i$ на рис. 3.34 принимать сигнал $\Phi_i(p)(x_i+\xi_i)$ и все передаточные функции $\Phi_i(p)$ рассматривать совместно с передаточными функциями фильтра $\Phi$ для каждого входного воздействия $x_1+\xi_i$.

При поступлении сигналов $z_i=\Phi_i(p)\,(x_1+\xi_i)$ на вход $N_и$-мерного комплексного измерителя условие его инвариантности сводится к выполнению равенства

$$\sum_{i=1}^{N_и}\Phi_i(p)\,W_i(p)=1,$$

где $W_i(p)$ — передаточные функции, имеющие тот же смысл, что и в соотношении (3.4.4).

**3. Оптимальные неинвариантные комплексные измерители первого вида.** Оптимальный неинвариантный линейный комплексный измеритель 1-го вида, минимизирующий суммарную динамическую и помеховую среднеквадратическую ошибку при наличии априорных знаний о статистических характеристиках измеряемого параметра $x_1$, целесообразно определять на основе теории калмановской фильтрации. Эта теория исходит из того, что параметр $x_1$ вырабатывается формирующим фильтром из белого шума с известной корреляционной функцией. Если процессы, которые про-

текают в формирующем фильтре, отображаются линейным дифференциальным уравнением порядка $n$, то вводится записываемое в форме Коши векторно-матричное дифференциальное уравнение состояния

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{C}\xi_x. \qquad (3.4.26)$$

Здесь **F** и **C** — квадратные матрицы размера $n \times n$ с элементами, определяемыми коэффициентами исходного дифференциального уравнения, которым моделируется формирующий фильтр; $\xi_x$ — вектор белых шумов, участвующих в образовании вектора **x** с элементами $x_1, x_2, \ldots, x_n$. Элемент $x_1$ вектора **x** считается измеряемым параметром, а элементы $x_2, x_3, \ldots, x_n$ связаны с $x_1$ равенствами $x_2 = \dot{x}_1, x_3 = \dot{x}_2, \ldots, x_n = \dot{x}_{n-1}$. Вектор $\xi_x$ является $n$-мерным с элементами $\xi_{x1} = 0, \xi_{x2} = 0, \ldots, \xi_{x(n-1)} = 0$ и $\xi_{xn} \neq 0$, где $\xi_{xn}$ — белый шум с известной корреляционной функцией на входе формирующего фильтра. Для нахождения матриц **F** и **C** по исходному дифференциальному уравнению формирующего фильтра можно воспользоваться рекомендациями, содержащимися, например, в [19, 82].

Уравнение измерений для комплексных измерителей первого вида записывается в форме

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \xi_и, \qquad (3.4.27)$$

где матрица **H** имеет тот же смысл, что и в уравнении (3.4.19), но число измерителей теперь не $N_и - 1$, а $N_и$. Вектор $\xi_и$ в (3.4.27) с независимыми элементами $\xi_1, \xi_2, \ldots, \xi_{N_и}$ характеризует шумы, которые сопровождают измеряемый параметр $x_1$. При этом в большом количестве прикладных задач можно считать, что составляющие вектора $\xi_и$ отображают белые шумы.

В теории калмановской фильтрации предполагается, что для белых шумов $\xi_x$ и $\xi_и$ корреляционные матрицы

$$\mathbf{R}_{\xi x}(t, \tau) = \frac{1}{2}\mathbf{G}_{\xi x}\,\delta(t-\tau) \text{ и } \mathbf{R}_{\xi и}(t, \tau) = \frac{1}{2}\mathbf{G}_{\xi и}\,\delta(t-\tau),$$

где $\mathbf{G}_{\xi x}$ и $\mathbf{G}_{\xi и}$ — матрицы односторонних спектральных плотностей шумов $\xi_x$ и $\xi_и$ соответственно, известны. Кроме того, считаются известными вектор математического ожидания и матрица дисперсий вектора **x** в начальный момент времени $t = t_0$. Уравнения (3.4.26) и (3.4.27) представляют собой стандартную форму исходных уравнений состояния и измерений в теории калмановской фильтрации.

Задача синтеза состоит в определении структуры и параметров фильтра, минимизирующего среднеквадратическую ошибку оценивания процесса $x_1$. В отличие от инвариантного фильтра выходной сигнал калмановского фильтра содержит составляющие и динамической и помеховой ошибок. Другая особенность калмановского фильтра заключается в том, что он в силу взаимосвязанности всех элементов вектора **x** производит оценивание не только процесса $x_1$, но и процессов $x_2, x_3, \ldots, x_n$.

Уравнение непрерывного калмановского фильтра, называемое также алгоритмом фильтрации, имеет вид

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{k}_ф(\mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}). \qquad (3.4.28)$$

Здесь матричный коэффициент усиления фильтра определяется по (3.4.21) при замене $\mathbf{G}_{\xi}^{-1}$ на $\mathbf{G}_{\xi и}^{-1}$, а матрица дисперсий $\mathbf{D}_{\Delta x}$ ошибок фильтрации процесса $\mathbf{x}$ — уравнением (3.4.22) при замене в нем скалярной величины $G_{\xi x ф}$ на матрицу $\mathbf{G}_{\xi x}$.

Если шумы, отображающие вектор $\xi_и$ в (3.4.27) не белые, то структура и параметры оптимального фильтра для обработки $\mathbf{x}$ определяются по методике, которая была описана применительно к задаче о нахождении вектора $\mathbf{x}_ф$ устройством, входящим в состав инвариантного комплексного измерителя.

В заключение следует еще раз сказать о том, что оптимальный неинвариантный комплексный измеритель может быть найден только при заранее известных статистических характеристиках измеряемых параметров.

Сравнение многомерных неинвариантного и инвариантного комплексных измерителей показывает, что в общем случае ошибки оценивания $x_1$ такими измерителями различны. Суммарная среднеквадратическая ошибка неинвариантного измерителя меньше среднеквадратической флюктуационной ошибки инвариантного измерителя. По мере уменьшения априорных знаний о контролируемом процессе происходит сближение структуры и параметров многомерных неинвариантного и инвариантного измерителей. При фиксированной спектральной плотности $\mathbf{G}_{\xi x}$ точностные характеристики инвариантного измерителя ухудшаются по сравнению с аналогичными характеристиками неинвариантного измерителя вместе с ростом интенсивности шумов измерений.

Решая конкретную задачу по созданию комплексного измерителя, необходимо выбирать неинвариантный $N_и$-мерный измеритель лишь при условии, что он имеет заметные преимущества перед инвариантным измерителем при всех возможных отклонениях статистических характеристик измеряемого параметра $x_1$ от расчетных значений.

**4. Оптимальные комплексные измерители второго вида.** Такие измерители приходится создавать при одновременных измерениях координат и их производных по времени, характеризующих как собственное движение управляемого объекта, так и его перемещение относительно цели, на которую он наводится. В последующем будем полагать все измеряемые параметры различными и поэтому решается задача по нахождению лишь оптимального неинвариантного измерителя.

Для синтеза неинвариантных линейных комплексных измерителей 2-го вида целесообразной следует считать теорию калмановской фильтрации. При этом какие-либо специфические преобразования измеряемых параметров не требуются. Существенным здесь является знание векторно-матричного дифференциального

уравнения состояния, векторного уравнения измерений (наблюдений) и статистических характеристик действующих помех.

Чтобы проиллюстрировать принципы использования теории калмановской фильтрации для синтеза комплексного измерителя второго вида, рассмотрим пример. Будем считать, что необходимо оценивать с минимальной среднеквадратической ошибкой угловую скорость $\omega_в$ линии ракета—цель в вертикальной плоскости, если эту скорость с ошибкой измеряет ракетное радиолокационное угломерное устройство, и на борту ракеты имеется, помимо того, акселерометр, измеряющий ее нормальное ускорение $j_н$.

В гл. 1 было показано, что закон изменения $\omega_в$ во времени приближенно характеризуется линеаризованным кинематическим уравнением (1.3.29), которое можно записать в виде

$$\dot{\omega}_в + \frac{2\dot{Д}}{Д}\omega_в = \frac{1}{Д} j_{нц} - \frac{1}{Д} j_н. \qquad (3.4.29)$$

При измерениях $Д$ и $\dot{Д}$ с малыми ошибками переменные коэффициенты $2\dot{Д}/Д$ и $1/Д$ можно считать известными точно.

Полагая $\omega_в$, $j_{нц}$ и $j_н$ фазовыми координатами, вводя обозначения $\omega_в = x_1$, $j_{нц} = x_2$, $j_н = x_3$ и считая, что $dj_{нц}/dt = 0$ и $dj_н/dt = 0$, на основе (3.4.29) получаем векторное уравнение состояния:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\,\mathbf{x}. \qquad (3.4.30)$$

Здесь $\mathbf{x}$ — трехмерный вектор с элементами $x_1$, $x_2$ и $x_3$;

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -2\dot{Д}/Д & 1/Д & -1/Д \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$ — матрица размером $3\times3$.

Далее будем считать, что измеряемые фазовые координаты $\omega_в = x_1$ и $j_н = x_3$ сопровождаются независимыми белыми шумами $\xi_{\omega в}$ и $\xi_{jн}$. Поэтому для вектора измерений $\mathbf{z}$, содержащего компоненты $z_1$ и $z_2$, получим уравнение (3.4.27), в котором

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ и } \xi_и = \begin{bmatrix} \xi_{\omega в} \\ \xi_{jн} \end{bmatrix}.$$

В соответствии с результатами теории калмановской фильтрации оценка вектора $\mathbf{x}$ характеризуется уравнением фильтра в виде (3.4.28). В этом уравнении матричный коэффициент усиления $\mathbf{k}_ф$ определяется соотношением (3.4.21), где $\mathbf{G}_\xi^{-1}$ заменяется матрицей $\mathbf{G}_{\xi и}^{-1}$, обратной матрице $\mathbf{G}_{\xi и} = \begin{bmatrix} G_{\xi\omega} & 0 \\ 0 & G_{\xi j} \end{bmatrix}$ спектральных плотностей вектора $\xi_и$, а $G_{\xi\omega}$ и $G_{\xi j}$ — односторонние спектральные плотности шумов $\xi_{\omega в}$ и $\xi_{jн}$ соответственно. Вычисление матрицы $\mathbf{D}_{\Delta x}$, характеризующей дисперсии и взаимные дисперсии ошибок оценивания вектора $\mathbf{x}$, нужно осуществлять на основе уравнения (3.4.22) при учете, что в уравнении состояния (3.4.30) шумы отсутствуют.

Чтобы найти конкретный вид уравнения (3.4.28) для рассматриваемого здесь примера, найдем прежде всего матрицу $\mathbf{k}_ф$. Так как

$$\mathbf{G}^{-1} = \frac{1}{G_{\xi\omega}\, G_{\xi j}} \begin{bmatrix} G_{\xi j} & 0 \\ 0 & G_{\xi\omega} \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{D}_{\Delta x} = \begin{bmatrix} D_{\Delta x1} & D_{\Delta x12} & D_{\Delta x13} \\ D_{\Delta x21} & D_{\Delta x2} & D_{\Delta x23} \\ D_{\Delta x31} & D_{\Delta x32} & D_{\Delta x3} \end{bmatrix},$$

где $D_{\Delta xi}$ ($i = 1, 2, 3$) — дисперсия ошибки оценивания компонента $x_i$, входящего в состав вектора $\mathbf{x}$, а $D_{\Delta xik}$ ($i = 1, 2, 3$, $k = 1, 2, 3$, $k \neq i$) — взаимная дис-

персия оценивания компонентов $x_i$ и $x_k$ того же вектора **x**, при известной матрице **H**, получим

$$\mathbf{k}_\text{ф} = \frac{2}{G_{\xi\omega} G_{\xi j}} \begin{bmatrix} D_{\Delta x1} G_{\xi j} & D_{\Delta x13} G_{\xi\omega} \\ D_{\Delta x21} G_{\xi j} & D_{\Delta x23} G_{\xi\omega} \\ D_{\Delta x31} G_{\xi j} & D_{\Delta x3} G_{\xi\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\text{ф}11} & k_{\text{ф}12} \\ k_{\text{ф}21} & k_{\text{ф}22} \\ k_{\text{ф}31} & k_{\text{ф}32} \end{bmatrix}. \qquad (3.4.31)$$

Здесь $k_{\text{ф}11} = 2 D_{\Delta x1}/ G_{\xi\omega}$, $k_{\text{ф}12} = 2D_{\Delta x13}/ G_{\xi j}$ $k_{\text{ф}21} = 2D_{\Delta x21}/ G_{\xi\omega}$, $k_{\text{ф}22} = 2D_{\Delta x23}/ G_{\xi j}$, $k_{\text{ф}31} = 2D_{\Delta x31}/ G_{\xi\omega}$, $k_{\text{ф}32} = 2D_{\Delta x3}/ G_{\xi j}$.

Используя (3.4.28) совместно с (3.4.31), находим следующую систему уравнений в операторной форме:

$$\begin{aligned} (Tp+1)\hat{x}_1 &= k_{x2}\hat{x}_2 - k_{x3}\hat{x}_3 + k_{z1} z_1 + k_{z2} z_2, \\ p\hat{x}_2 &= k_{\text{ф}21} z_1 + k_{\text{ф}22} z_2 - k_{\text{ф}21} x_1 - k_{\text{ф}22}\hat{x}_3, \\ p\hat{x}_3 &= k_{\text{ф}31} z_1 + k_{\text{ф}32} z_2 - k_{\text{ф}31}\hat{x}_1 - k_{\text{ф}32}\hat{x}_3, \end{aligned} \qquad (3.4.32)$$

где

$$T = \frac{Д}{2\dot{Д} + k_{\text{ф}11} Д}, \quad k_{x2} = \frac{1}{2\dot{Д} + k_{\text{ф}11} Д}, \quad k_{x3} = \frac{1 + Д k_{\text{ф}12}}{2\dot{Д} + k_{\text{ф}11} Д},$$

$$k_{z1} = \frac{k_{\text{ф}11} Д}{2\dot{Д} + k_{\text{ф}11} Д}, \quad k_{z2} = \frac{k_{\text{ф}12} Д}{2\dot{Д} + k_{\text{ф}11} Д}.$$

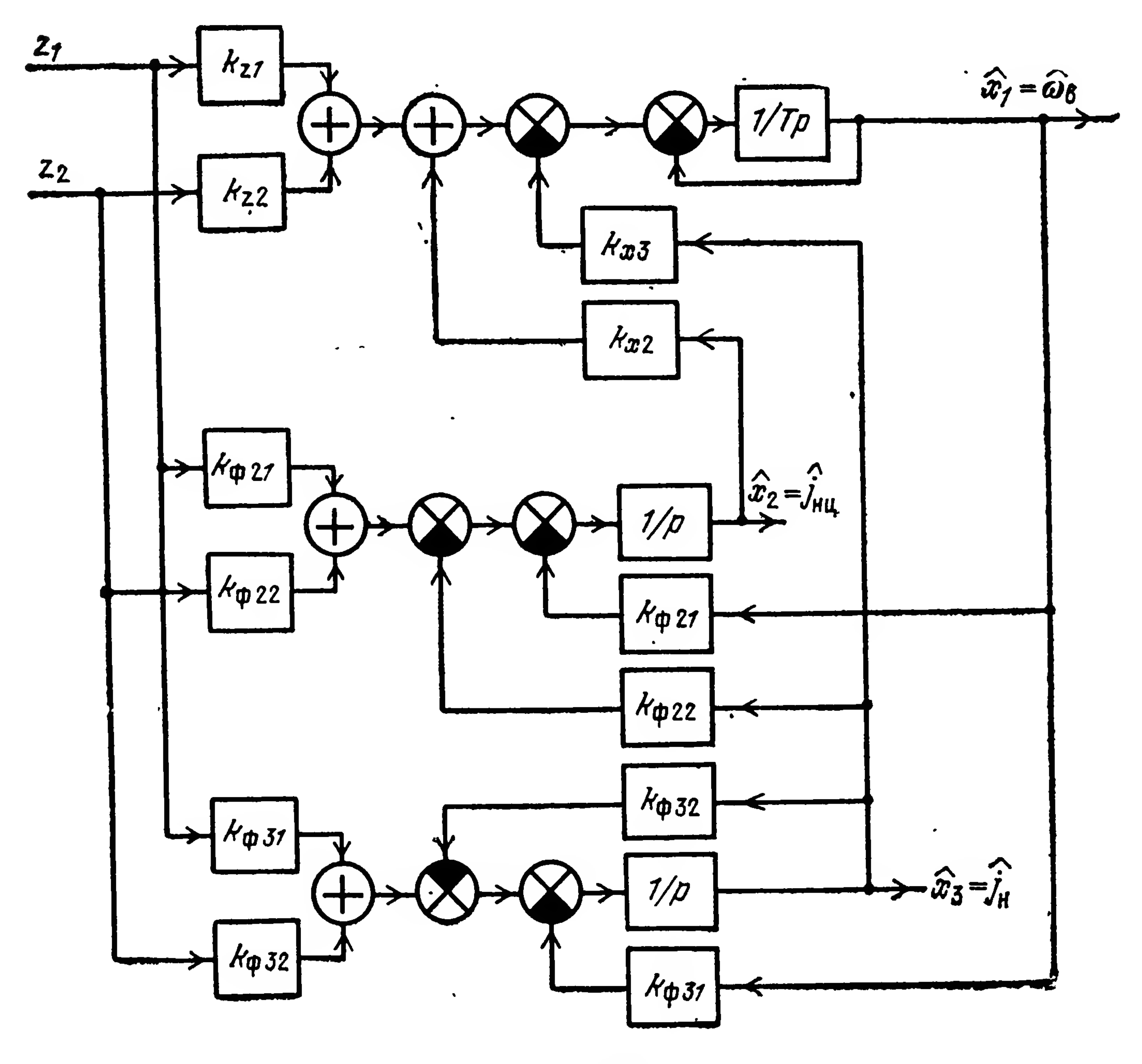



Рис. 3.37

Динамическая структурная схема трехмерного оптимального фильтра, соответствующая системе уравнений (3.4.32), представлена на рис. 3.37. Здесь следует отметить, что она лишь одна из ряда возможных видов динамических структурных схем, удовлетворяющих уравнениям (3.4.32).

Из рис. 3.37 видно, что в рассматриваемом примере получился комплексный измеритель с взаимной коррекцией. Сущность такой коррекции сводится к тому, что в определении оценки $\hat{x}_i$ параметра $x_i$ участвуют все или часть измеренных (оцененных) компонент вектора **x**. Так, в схеме на рис. 3.37 измеренное значение $\hat{\omega}_в$ угловой скорости $\omega_в$ зависит как от входных сигналов $z_1$, $z_2$, так и от оценок $\hat{j}_{нц}$ и $\hat{j}_н$ ускорений $j_{нц}$ и $j_н$. На оценку $\hat{j}_{нц}$ оказывают влияние $\hat{\omega}_в$ и $\hat{j}_н$, а $\hat{j}_н$ зависит от $\hat{\omega}_в$. Необходимость комплексного измерителя с взаимной коррекцией обусловлена в рассматриваемом примере наличием связи между $\omega_в$, $j_н$ и $j_{нц}$, определяемой уравнением (3.4.29). В общем случае принцип взаимной коррекции вытекает из векторно-матричного дифференциального уравнения состояния.

# ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

# *Обнаружение целей радиоэлектронными устройствами систем самонаведения*

## 4.1. Особенности работы радиоэлектронных обнаружителей целей в полуавтоматических и автоматических системах самонаведения

В системах самонаведения самолетов и ракет обнаружение предшествует автоматическому сопровождению одной или нескольких целей РЛС или теплопеленгатором (ТП) самолета, а также радиолокационными, тепловыми и т. д. головками самонаведения (ГСН) управляемых ракет.

Процесс обнаружения целей в аппаратуре самолета делится на два этапа, каждый из которых характеризуется определенными задачами и особенностями технической реализации элементов обнаружителя. Задача первого этапа состоит в обнаружении целей, их разрешении и грубой оценке координат (углов пеленга в горизонтальной и вертикальной плоскостях, дальности до цели и (или) скорости сближения). По этим данным выбирается одна цель, которую необходимо атаковать, либо осуществляется целераспределение, если возможен практически одновременный пуск управляемых ракет по нескольким целям [94].

Задачи выбора цели и целераспределения решаются на основе оценок расстояний до целей, курсовых углов, величин скоростей сближения с целями и т. д. Необходимо отметить исключительную сложность формализации таких задач, а следовательно, большие трудности при разработке автоматических устройств для их решения. Поэтому часто выбор цели проводит оператор или летчик, для чего аппаратура обнаружителя, работающего на первом этапе, должна обеспечить визуальное наблюдение отметок целей, расположенных в зоне действия РЛС или ТП. Поскольку в процессе

обнаружения и целераспределения участвует человек, такой обнаружитель называется полуавтоматическим.

Задачей второго этапа обнаружения является захват цели, т. е. перевод РЛС либо ТП в режим автоматического сопровождения одной цели или автозахват траекторий, если РЛС осуществляет автоматическое измерение координат нескольких целей при работе в режиме обзора. После того как цели выбраны, их захват осуществляется автоматическими обнаружителями по превышению сигналами целей заданных пороговых уровней.

В ГСН управляемых ракет выбор целей, на сигналы которых должны реагировать обнаружители, производится с помощью системы целеуказания по углам, дальности или скорости сближения. Данные об этих параметрах поступают в систему целеуказания от РЛС, работающей в режиме автосопровождения цели или автозахвата траекторий. Если цель сопровождается теплопеленгатором, то целеуказание вводится только по угловым координатам. Режим целеуказания для ГСН является первым этапом обнаружения цели. На втором этапе происходит захват цели на автосопровождение.

Обнаружители радиотехнических и оптико-электронных устройств, которые входят в состав самолетной и ракетной аппаратуры, имеют много общего. Это позволяет уяснить принцип построения таких обнаружителей в полуавтоматическом и автоматическом режимах на примере их применения в РЛС и РГС.

При полуавтоматическом обнаружении одновременно грубо измеряются координаты цели, например, по положению ее отметки на экране индикатора. Поэтому подобные полуавтоматические обнаружители относят к группе многоальтернативных обнаружителей. Иногда их именуют обнаружителями-измерителями [62, 108]. Особенности работы таких устройств в режиме обнаружения характеризуются многоканальностью структуры и многорежимностью работы, а в режиме измерения — обеспечиваемой точностью. Многоканальность обусловлена тем, что неизвестно заранее положение обнаруживаемой цели в пространстве и отсутствуют данные о ее скорости, размерах, отражающей способности и т. д. Многорежимность связана с разнообразными условиями обнаружения («свободное пространство», наличие отражений от земли, воздействие организованных пассивных и активных помех и т. д.). Требования к точности измерения определяются условиями перехода ко второму этапу обнаружения — захвату цели.

Обнаруживаемая цель занимает некоторый объем в пространстве физических параметров, представляющих собой углы, дальности, скорости сближения. Этим параметрам соответствуют определенные характеристики принимаемых сигналов (направления прихода радиоволн, время запаздывания сигналов, доплеровские сдвиги частоты), которые анализируются при обнаружении цели. Минимальные размеры каждого дискретного объема, сигнал от которого может быть выделен и проанализирован в РЛС, зависят от ее разрешающей способности $\delta\varphi_г$, $\delta\varphi_в$, $\delta Д$, $\delta v$ соответствен-

но по угловым координатам в горизонтальной и вертикальной плоскостях, дальности и скорости сближения, а число таких дискретов $n_{об}$ выражается формулой [15]

$$n_{об} = n_{фг}\, n_{фв}\, n_{д}\, n_{v}, \tag{4.1.1}$$

где

$$n_{фг} = Ф_г/\delta\varphi_г,\ n_{фв} = Ф_в/\delta\varphi_в,$$

$$n_{д} = Д_{max}/\delta Д,\ n_v = v_{сб\ max}/\delta v,$$

а $Ф_г$, $Ф_в$, $Д_{max}$ и $v_{сб\ max}$

— угловые размеры зоны обнаружения цели в горизонтальной и вертикальной плоскостях, максимальная дальность обнаружения и максимально возможное значение скорости сближения соответственно, которые однозначно определяются в обнаружителе-измерителе.

Величины сомножителей, входящих в правую часть выражения (4.1.1), определяются в основном тактическими требованиями, предъявляемыми к РЛС. Иногда для сокращения зоны поиска вводят предварительное целеуказание по некоторым из перечисленных координат, но даже в этом случае число $n_{об}$ составляет десятки и сотни тысяч [15].

В процессе обнаружения должны анализироваться и сравниваться с порогом сигналы, приходящие с каждого дискрета $n_{об}$ пространства обнаружения. При этом возможны три процедуры «просмотра» пространства обнаружения: параллельная, последовательная и смешанная. Первая процедура характеризуется тем, что принимаемый сигнал анализируется одновременно во всех $n_{об}$ дискретах обнаружения. Минимальное время обнаружения $T_{обн}$ всех целей, расположенных в пространстве обнаружения, в этом варианте равно времени $t_{обн1}$ анализа (накопления сигнала) в одном дискрете разрешения. Для реализации такого варианта требуется $n_{об}$-канальный обнаружитель. При последовательной процедуре обнаружения вводится последовательный поиск по всем четырем координатам. Обнаружитель получается достаточно простым, так как требуется лишь один канал накопления сигнала и сравнения его с порогом, но минимальное время обнаружения целей составит $T_{обн} = n_{об} t_{обн1}$. Наконец, при смешанной процедуре обнаружения по одним из координат производится последовательное обнаружение, а по другим — параллельное.

При традиционном выполнении бортовой РЛС самолета, в ней осуществляются последовательная процедура обнаружения (поиск) по угловым координатам и параллельное обнаружение по дальности и скорости сближения. Однако развитие радиоголографических методов обработки сигналов позволяет реализовать многоканальное обнаружение и по угловым координатам [99].

Если принять, что в РЛС производится последовательный поиск цели по углам, то необходимое число $n'_{об}$ параллельно рабо-

тающих каналов обнаружения вычисляется по формуле (4.1.1), в которой следует наложить $n_{\text{фг}} = n_{\text{фв}} = 1$, т. е.

$$n'_{\text{об}} = n_{\text{д}} n_v. \tag{4.1.2}$$

Рассмотрим предельный случай, при котором число каналов максимально, т. е. примем $Д_{\max} \simeq cT_{\text{и}}/2$, $\delta Д = c\tau_{\text{и}}/2$, $v_{\text{сб}\,\max} = (\lambda/2)\ F_{\text{дп}\max} = (\lambda/4) F_{\text{и}}$, $\delta v = (\lambda/2)\Delta F_{\text{ф}}$, где $T_{\text{и}} = 1/F_{\text{и}}$ и $\tau_{\text{и}}$ — период повторения и длительность импульсов соответственно, а $\Delta F_{\text{ф}}$ — полоса пропускания ФДЧ, обеспечивающая разрешение $\delta v$. Соотношение $F_{\text{дп}\,\max} = F_{\text{и}}/2$ определяет условие однозначного измерения доплеровской частоты $F_{\text{дп}}$ при импульсном сигнале. Используя соотношения (4.1.1) и (4.1.2), получаем

$$n'_{\text{об}} = \frac{T_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}} \frac{1}{2\, T_{\text{и}} \Delta F_{\text{ф}}} = \frac{c\lambda}{8\, \delta Д\, \delta v}. \tag{4.1.3}$$

Как следует из (4.1.3), общее число параллельно работающих каналов обнаружения не зависит от периода повторения импульсов $T_{\text{и}}$, т. е. оно будет одним и тем же для РЛС с низкой, средней и высокой частотами повторения. При изменении $T_{\text{и}}$ происходит лишь перераспределение между количеством каналов обнаружения по дальности $n_{\text{д}}$ и скорости $n_v$.

Часто полосу пропускания $\Delta F_{\text{ф}}$ ФДЧ согласуют с длительностью $T_{\text{обл}}$ обнаруживаемого сигнала, т. е. принимают

$$\Delta F_{\text{ф}} \simeq 1/T_{\text{обл}} \simeq 1/NT_{\text{и}}, \tag{4.1.4}$$

где $N$ — число импульсов в пачке, образующейся на входе приемника РЛС в процессе поиска цели по угловым координатам.

Тогда из (4.1.3) будем иметь

$$n'_{\text{об}} = \frac{T_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}} \frac{T_{\text{обл}}}{2\, T_{\text{и}}} = \frac{\Delta f_{\text{c}}\, T_{\text{обл}}}{2}. \tag{4.1.5}$$

Здесь $\Delta f_{\text{c}} \simeq 1/\tau_{\text{и}}$ — ширина спектра одиночного импульса в пачке.

Обычно полосы ФДЧ, выбранные из условий требуемого разрешения и оптимального согласования с длительностью принимаемого сигнала, имеют один порядок, поэтому расчеты по формулам (4.1.3) и (4.1.5) дают практически одинаковые результаты и число $n'_{\text{об}}$ составляет от нескольких сотен до нескольких тысяч [15].

Процесс обнаружения цели и грубого измерения ее координат на первом этапе заканчивается тем, что оператор указывает путем стробирования номер ячейки разрешаемого объема, в котором обнаружена цель. Перевод РЛС в режим автоматического измерения координат цели осуществляется с помощью автоматов захвата на втором этапе обнаружения. Если полуавтоматический обнаружитель-измеритель выдает значения угловых координат, дальности и скорости сближения с ошибками, модуль которых не превышает половины раствора дискриминационной характеристики соответствующего автоматического измерителя координат, то переход в режим автосопровождения будет осуществляться без

дополнительного поиска цели. В этом случае на втором этапе обнаружения применяется автоматический обнаружитель простейшего типа, фиксирующий лишь превышение принимаемым сигналом определенного порога. Порог устанавливается так, чтобы обеспечить минимальное превышение сигнала над собственными шумами приемника, при котором средняя квадратическая ошибка автосопровождения, вызванная шумами, не превосходит 1/6 части раствора дискриминационной характеристики измерителя. В противном случае автосопровождение будет неустойчивым [7].

Беспоисковый режим перехода в автосопровождение обычно реализуется в цифровых системах электронного управления лучом антенны РЛС, а также в цифровых дальномерах и измерителях скорости сближения. В таких системах при стробировании цели оператором фиксируются номера дискретов угловых координат, дальности и (или) скорости сближения, в которых находится цель. Эти номера в виде набора чисел, характеризующих координаты цели, практически мгновенно вводятся в цифровые измерители в качестве начальных условий. Под действием команд целеуказания (начальных условий) принимаемый от цели сигнал попадает в область дискриминационной характеристики автоматического измерителя и начинается автосопровождение цели.

Применение электромеханических систем управления лучом антенны при поиске, а также аналоговых дальномеров и измерителей скорости сближения усложняет процесс захвата цели и реализацию автоматических обнаружителей. Как правило, здесь требуется предварительное изменение режима поиска в угломерном устройстве и введение дополнительного поиска в дальномере или измерителе скорости сближения.

Наиболее часто автоматические обнаружители (автоматы захвата) каналов дальности и скорости сближения совместно с входящей в их состав схемой последовательного поиска представляют собой одноканальные устройства с накопителями принимаемых сигналов и следующих за накопителями пороговыми схемами. Превышение накопленным сигналом порога приводит к остановке поиска и переводу соответствующего измерителя в режим автоматического сопровождения цели. Наряду с этим возможно применение многоканальных автоматических обнаружителей для второго этапа обнаружения, в которых реализуется процедура параллельного поиска. Размер зоны поиска, а следовательно, число каналов обнаружения в значительной степени зависят от точности измерений координат целей в обнаружителе-измерителе первого этапа обнаружения. В зоне поиска может находиться лишь одна цель, что облегчает автоматизацию процесса ее обнаружения (автозахвата) [82].

Автоматические обнаружители продолжают функционировать и после захвата цели. Они сохраняют процесс автосопровождения, если отношение сигнал-шум превышает заданную величину, и прекращают этот режим при пропадании сигнала на время, большее времени «памяти» обнаружителя. В этом случае проис-

ходит «сброс» сопровождаемой цели и включение обнаружителя-измерителя первого этапа обнаружения.

Обнаружители ГСН управляемых ракет всегда работают в автоматическом режиме. По принципу действия они имеют много общего с автоматическими обнаружителями РЛС. Сигналы целеуказания, поступающие от РЛС, сокращают зоны, в которых должен производиться поиск цели. Часто обнаружители ГСН выполняются по одноканальной схеме, хотя в некоторых случаях для уменьшения времени обнаружения могут применяться многоканальные устройства обнаружения [66].

## 4.2. Основные положения теории оптимального обнаружения

Наиболее часто синтез оптимального обнаружителя и оценка качества его работы выполняются на основе исследования отношения правдоподобия $\Lambda_п$ [25, 40], которое определяется формулой

$$\Lambda_п = p_1(\mathbf{u}_{пр})/p_0(\mathbf{u}_{пр}). \qquad (4.2.1)$$

Здесь $p_1(\mathbf{u}_{пр})$ и $p_0(\mathbf{u}_{пр})$ — многомерные функции правдоподобия соответственно при наличии и отсутствии сигнала в принимаемой реализации. Вектор $\mathbf{u}_{пр}$ характеризует значения принимаемой реализации в дискретные моменты времени $t_1, t_2, ..., t_m$. Если сигнал присутствует в принимаемой реализации, то

$$\mathbf{u}_{пр} = \mathbf{u}_с + \mathbf{u}_ш, \qquad (4.2.2)$$

где $\mathbf{u}_с$ и $\mathbf{u}_ш$ — векторы полезного сигнала и шума соответственно. При отсутствии сигнала $\mathbf{u}_{пр} = \mathbf{u}_ш$. Напомним [40], что функция правдоподобия образуется из многомерной плотности вероятностей $p(\mathbf{u})$ $m$-мерного случайного вектора $\mathbf{U}$ путем замены в ней текущих переменных (аргументов) $\mathbf{u}$ значениями выборки $\mathbf{u}_{пр}$, полученной в результате приема каждой конкретной реализации. За счет действия шумов значения выборки носят случайный характер, поэтому отношение правдоподобия является также случайной величиной на совокупности реализаций. Оптимальная процедура обнаружения состоит в том, что обнаружитель для каждой выборки смеси сигнала с шумом формирует отношение правдоподобия $\Lambda_п$ и сравнивает его с порогом $\Lambda_0$, т. е. анализируются условия

$$\Lambda_п \gtrless \Lambda_0. \qquad (4.2.3)$$

Считается, что полезный сигнал присутствует в принятой реализации, если выполняется условие $\Lambda_п > \Lambda_0$. При $\Lambda_п < \Lambda_0$ принимается решение, что сигнал отсутствует. Однако здесь возможны ошибки, так как для небольших отношений сигнал-шум происходит существенное искажение сигнала шумами. Поэтому иногда при отсутствии сигнала в выборке отношение правдоподобия может превысить порог ($\Lambda_п > \Lambda_0$) и будет принято неправильное ре-

шение о наличии сигнала. Такое событие называется ложной тревогой и характеризуется вероятностью ложной тревоги $P_{\text{лт}}$, определяемой соотношением

$$P_{\text{лт}} = \int\limits_{\Lambda_0}^{\infty} p_0(\mathbf{u})\, d\mathbf{u}. \qquad (4.2.4)$$

Если при наличии в выборке сигнала выполняется неравенство $\Lambda_{\text{п}} < \Lambda_0$, то сигнал не будет обнаружен. Такое событие характеризуется вероятностью пропуска сигнала $P_{\text{пс}}$, вычисляемой по формуле

$$P_{\text{пс}} = \int\limits_{-\infty}^{\Lambda_0} p_1(\mathbf{u})\, d\mathbf{u}. \qquad (4.2.5)$$

Вероятность правильного обнаружения $P_{\text{по}}$ будет

$$P_{\text{по}} = 1 - P_{\text{пс}} = \int\limits_{\Lambda_0}^{\infty} p_1(\mathbf{u})\, d\mathbf{u}. \qquad (4.2.6)$$

Формулы (4.2.4), (4.2.5) и (4.2.6), в которых $p_1(\mathbf{u})$ и $p_0(\mathbf{u})$ обозначают многомерные плотности вероятностей соответственно при наличии и отсутствии обнаруживаемого сигнала, определяют качество работы обнаружителя при так называемой двуальтернативной процедуре обнаружения. Такая процедура характерна тем, что имеется один элемент разрешения, на котором может присутствовать или отсутствовать сигнал цели. Как следует из материалов предыдущего параграфа, на практике требуются обнаружители целей, расположенных в некоторой области параметров. Поэтому применяются обнаружители, в которых реализуются многоальтернативные процедуры обнаружения.

Если рассматривать многоальтернативный (многоканальный) обнаружитель, способный выделять сигналы на совокупности элементов разрешения в пространстве обнаружения, то полученные выше правила обнаружения и показатели качества работы обнаружителя следует трактовать применительно к одному элементу разрешения. Показатели качества работы многоальтернативного обнаружителя будут несколько иными. Пусть, например, пространство обнаружения состоит из $n_{\text{д}}$ дискретов дальности, в каждом из которых может присутствовать цель. Тогда многоканальный обнаружитель должен состоять из $n_{\text{д}}$ двуальтернативных обнаружителей. Он способен фиксировать $M = 2^{n_{\text{д}}}$ ситуаций (альтернатив) [108]. В таком обнаружителе вероятности ложной тревоги $P^{\text{м}}_{\text{лт}}$, пропуска сигнала $P^{\text{м}}_{\text{пс}}$ и правильного обнаружения $P^{\text{м}}_{\text{по}}$ для цели, которая занимает один из $n_{\text{д}}$ дискретов дальности, определяются соотношениями

$$\left.\begin{aligned} P^{\text{м}}_{\text{лт}} &\simeq n_{\text{д}} P_{\text{лт}}, \\ P^{\text{м}}_{\text{пс}} &\simeq P_{\text{пс}}, \\ P^{\text{м}}_{\text{по}} &\simeq P_{\text{по}}, \end{aligned}\right\} \qquad (4.2.7)$$

где $P_{лт}$, $P_{пс}$ и $P_{по}$ вычисляются по формулам (4.2.4), (4.2.5) и (4.2.6). Как следует из соотношения (4.2.7), в многоальтернативном обнаружителе по сравнению с двуальтернативным изменяется лишь вероятность ложной тревоги.

Выражения (4.2.4) и (4.2.5) показывают, что характеристики обнаружения при прочих равных условиях зависят от значения установленного порога $\Lambda_0$, которое определяется принятым критерием обнаружения и отношением сигнал-шум. Для обнаружителей радиолокационного сигнала характерным является применение критерия Неймана — Пирсона. Такой критерий при фиксированном уровне ложных тревог обеспечивает максимальную вероятность правильного обнаружения для заданного отношения сигнал-шум.

Построение оптимального обнаружителя сводится к разработке радиолокационного устройства, которое моделирует алгоритм расчетов отношения правдоподобия. Однако на практике вначале преобразуют этот алгоритм с помощью функционального преобразования $l=f(\Lambda_п)$, к которому предъявляются требования однозначности и монотонности, а в ряде случаев неубываемости. В результате этого синтезируемый обнаружитель освобождается от ряда второстепенных деталей при сохранении показателей качества обнаружения. Преобразование, не приводящее к потере информации, содержащейся в исходной статистике, называется достаточным, а полученная в результате его случайная величина — достаточной статистикой. Случайная величина $l$ представляет собой достаточную статистику.

Если шум, который сопровождает обнаруживаемый сигнал, является гауссовским случайным процессом, то для $l$ будем иметь [25]

$$l=k_l\,\mathbf{u}_{пр}^{т}\,\mathbf{Q}\,\mathbf{u}_{с}. \tag{4.2.8}$$

Здесь постоянный коэффициент $k_l$ вводится в формулу для придания желаемой размерности случайной величине $l$, а т — знак транспонирования вектора $\mathbf{u}_{пр}$, характеризующего анализируемую выборку. Матрица $\mathbf{Q}$ является обратной по отношению к корреляционной матрице шумов $\mathbf{R}$, т. е. $\mathbf{Q}=\mathbf{R}^{-1}$ или

$$\mathbf{QR}=\mathbf{I}, \tag{4.2.9}$$

где $\mathbf{I}$ — единичная матрица.

В общем случае корреляционную матрицу $\mathbf{R}$ можно представить в виде суммы

$$\mathbf{R}=\mathbf{R}_{ш}+\mathbf{R}_{п}+\mathbf{R}_{а}. \tag{4.2.10}$$

Здесь $\mathbf{R}_{ш}$, $\mathbf{R}_{п}$ и $\mathbf{R}_{а}$ — корреляционные матрицы собственных шумов приемника, пассивных и активных помех соответственно. Под пассивными помехами будем понимать отражения от подстилающей поверхности, гидрометеоров и дипольных отражателей.

Переход к новой статистике $l$ вместо $\Lambda_п$ требует также пересчета порогового уровня $\Lambda_0$ в $l_0$. Этот пересчет осуществляется в

соответствии с теми же функциональными преобразованиями, которые совершались над $\Lambda_п$. При переходе к непрерывному процессу обработки принимаемой смеси сигнала с шумом многомерные плотности вероятностей должны быть преобразованы в функционалы плотности вероятностей, а соотношения (4.2.8) и (4.2.9) в их континуальные аналоги [25], которые для регулярного (нефлюктуирующего) сигнала имеют вид

$$l = k_l \int_0^{T_н} \int_0^{T_н} u_{пр}(t)\, Q(t, \tau)\, u_с(\tau)\, dt\, d\tau, \qquad (4.2.11)$$

$$\int_0^{T_н} R(t, \tau)\, Q(\tau, \sigma)\, d\tau = \delta(t - \sigma), \qquad (4.2.12)$$

где $R(t, \tau)$ — корреляционная функция шумов, а $Q(t, \tau)$ — непрерывный аналог обратной корреляционной матрицы, который иногда называют обратнокорреляционной функцией.

Если учитываются лишь собственные шумы приемника, которые часто отождествляют с белым шумом, имеющим постоянную одностороннюю спектральную плотность $G(\omega) = G_0$ и корреляционную функцию $R(t, \tau) = \frac{G_0}{2} \delta(t - \tau)$, то решение уравнения (4.2.12) дает $Q(t, \tau) = \frac{2}{G_0} \delta(t - \tau)$, а соотношение (4.2.11) принимает вид

$$l = \frac{2k_l}{G_0} \int_0^{T_н} u_{пр}(t)\, u_с(t)\, dt. \qquad (4.2.13)$$

При соответствующем выборе размерности коэффициента $k_l$ величину $l$ в выражении (4.2.13) можно рассматривать как напряжение в момент времени $T_н$ на выходе согласованного фильтра при воздействии на него принимаемой реализации $u_{пр}(t)$. Как известно, согласованный с сигналом фильтр обеспечивает максимальное отношение сигнал-шум на своем выходе, что и обусловливает оптимальность обнаружителя, который содержит такой фильтр.

Если наряду с собственным шумом приемника действует помеха, представляющая собой случайный процесс с коррелированными значениями, то уравнения (4.2.11), (4.2.12) описывают так называемый «рассогласованный» фильтр [106]. Отличие такого фильтра от согласованного связано с необходимостью режекции (подавления) помехи.

Анализ уравнений (4.2.8), (4.2.9) и их аналоговых эквивалентов (4.2.11), (4.2.12) показывает, что структура оптимальных обнаружителей зависит как от характеристик шумов, так и от формы полезного сигнала, содержащегося в принимаемой смеси. Поэтому дальнейшая конкретизация приложений теории оптимально-

го обнаружения требует либо задания определенного сигнала, характерного для РЛС того или иного типа, либо синтеза этого сигнала. Первый подход рассматривается в последующих параграфах главы.

## 4.3. Многоканальные некогерентные обнаружители-измерители

**1. Общие сведения.** При поиске цели по углам диаграмма направленности антенны с помощью электромеханического или электронного устройства перемещается в заданной зоне поиска. Если в пределах этой зоны находится одна цель, то на входе приемника РЛС образуется пачка радиоимпульсов, которая в идеализированном виде (без учета шумов) показана на рис. 4.1. От-

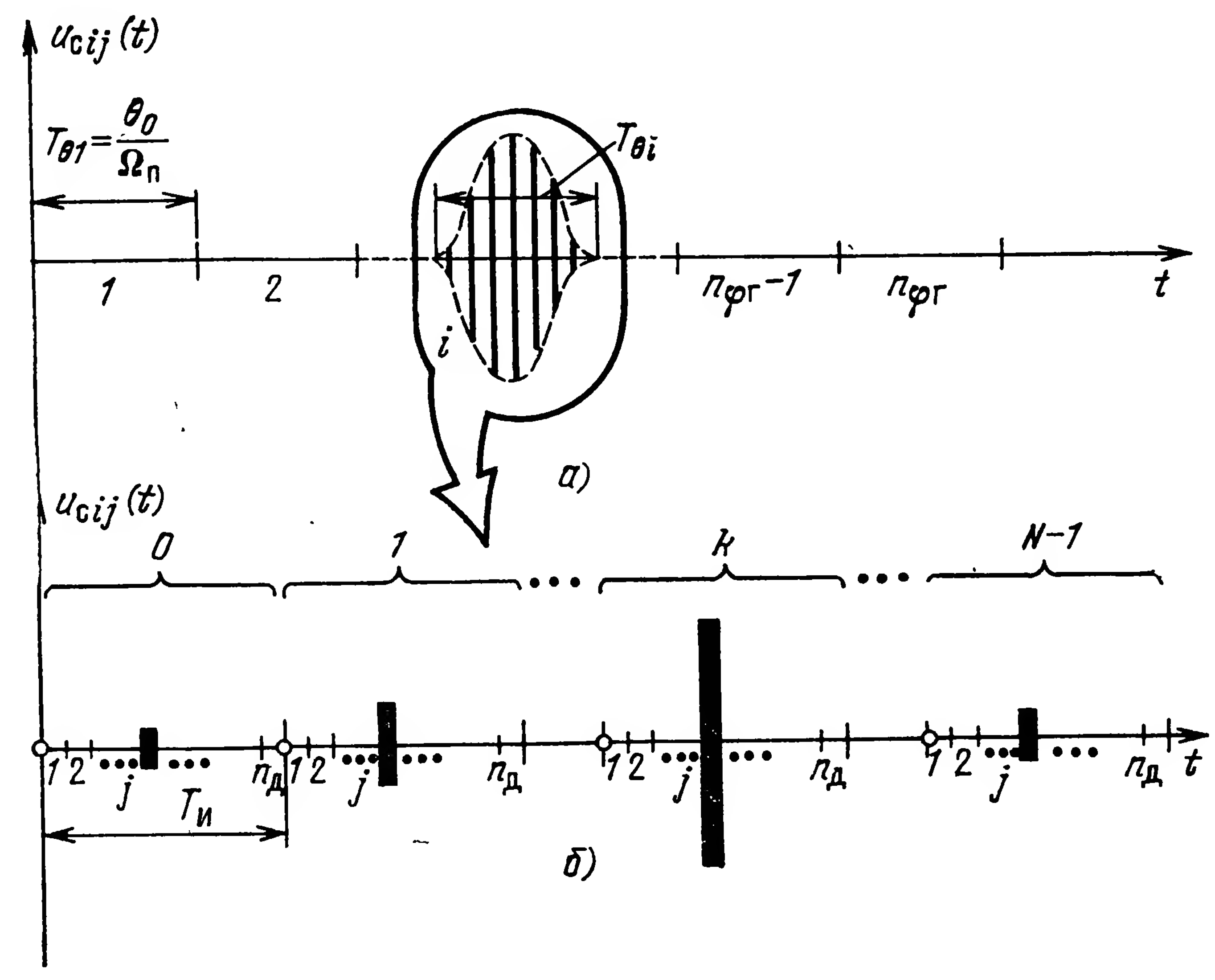



Рис. 4.1

счет времени на рис. 4.1,*а* производится от начала движения антенны в горизонтальной плоскости. Каждый элемент разрешения по углам определяется шириной $\theta_0$ диаграммы направленности антенны, а его временной эквивалент $T_\theta = \theta_0/\Omega_п$ зависит еще и от скорости поиска $\Omega_п$ в горизонтальной плоскости. Угол пеленга цели определяется по номеру дискрета $i=\overline{1,\ n_{фг}}$ (где $n_{фг}$ — число элементов разрешения по углам в горизонтальной плоскости), в котором присутствует сигнал.

На рис. 4.1,*б* временной дискрет $T_{\theta i}$ представлен в более крупном масштабе. Точками на оси времени обозначены моменты излучения зондирующих импульсов. Каждый период повторения $T_и$ содержит $n_д$ дискретов дальности. Для РЛС с электроме-

ханическим сканированием антенны число $N$ импульсов в пачке определяется формулой

$$N = \theta_0 F_и/\Omega_п, \tag{4.3.1}$$

где $F_и = 1/T_и$ — частота повторения импульсов.

При электрическом управлении лучом антенны диаграмма направленности может скачком переходить из одного элемента разрешения по углам в другой, задерживаясь в каждом из них на время $T_\varphi$. Поэтому здесь в выражение (4.3.1) следует представлять среднюю скорость $\Omega_{пср}$ поиска, равную $\Omega_{пср} = \theta_0/T_\varphi$.

Для сигнала $u_с(t)$ цели, расположенной в $i$-м дискрете угла и $j$-м дискрете дальности, можно записать выражение (опуская для упрощения записи индексы $i$ и $j$)

$$u_с(t) = \begin{cases} \sum\limits_{k=0}^{N-1} a_k U_с(t-kT_и)\cos[\omega_0 t + \psi(t-kT_и) + \varphi_k] \text{ при } 0 \leqslant (t - \\ -kT_и) \leqslant \tau_и, \\ 0 \text{ при } (t-kT_и) > \tau_и. \end{cases} \tag{4.3.2}$$

Здесь $U_с(t)$ и $\psi(t)$ — функции, описывающие законы изменения амплитуды и фазы отдельного импульса соответственно, при этом амплитуда нормирована к единице; $a_k$ — параметр, определяющий амплитуду $k$-го импульса, а $\varphi_k$ — начальная фаза высокочастотного заполнения этого импульса.

В зависимости от времени корреляции случайной последовательности $a_k$ различают два крайних случая: дружно флюктуирующие пачки импульсов (медленные флюктуации) и пачки с независимо флюктуирующими по амплитуде импульсами (быстрые флюктуации). Между ними располагаются различные промежуточные модели флюктуирующих сигналов, обширный материал по которым приводится в справочнике [108]. Заметим только, что структурная схема оптимального обнаружителя практически не зависит от законов изменения случайной последовательности $a_k$. Последние влияют лишь на пороговый уровень и характеристики обнаружения.

Если начальные фазы $\varphi_k$ радиоимпульсов изменяются от импульса к импульсу по какому-либо известному закону, то такая последовательность называется когерентной. Пачка импульсов со случайными изменениями начальной фазы $\varphi_k$ от импульса к импульсу называется некогерентной. Когерентность излучаемого сигнала определяется способом формирования его в передатчике. Широкое применение клистронных генераторов и генераторов на ЛБВ [108] привело к преимущественному использованию в современных РЛС когерентных сигналов. По принципу когерентности различают также способы обработки сигналов. Для некогерентного приема характерна обработка лишь амплитудных значений принимаемых колебаний. При этом обрабатываемый сигнал может быть как некогерентным, так и когерентным. При когерент-

ном приеме помимо обработки амплитудных значений сигнала учитывается также детерминированность фазовых соотношений радиоимпульсов в пачке.

Применение соотношения (4.2.13) при усреднении статистики $l$ по случайным значениям начальной фазы импульсов пачки позволяет получить схему оптимального некогерентного обнаружителя [25] (рис. 4.2). Роль согласованного фильтра (СФ) для одиночного импульса выполняют каскады УПЧ приемника. В этой части обнаружителя осуществляется так называемый внутрипериодная обработка сигнала, так как она обеспечивает согласованную фильтрацию импульсов, расположенных на любых дискретах дальности внутри периода повторения $T_и$.

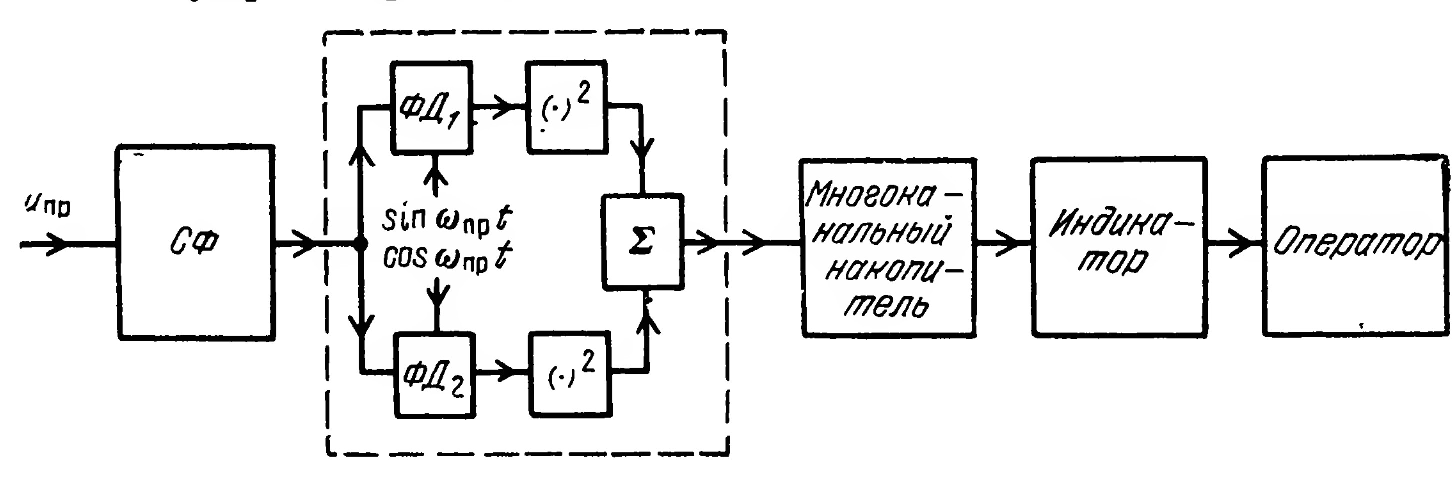



Рис. 4.2

Далее следует та часть обнаружителя, в которой формируется квадрат огибающей радиоимпульсов. Она включает два фазовых детектора $ФД_1$ и $ФД_2$, квадраторы и сумматор $\Sigma$. В многоканальном накопителе производится междупериодная обработка, которая сводится к суммированию видеосигналов в одноименных дискретах дальности. Сигнал, превысивший порог, подается на индикатор типа дальность — азимут, что позволяет оператору обнаружить цель, грубо оценить ее координаты (дальность и угол пеленга) и решить задачу целераспределения. В полностью автоматизированных системах индикатор и оператор заменяются автоматом целераспределения [108].

В практически используемых некогерентных обнаружителях часть схемы, обведенная пунктиром, заменяется амплитудным детектором. Доказывается [25], что такая замена в двух крайних случаях быстрых и медленных флюктуаций сигнала практически не приводит к ухудшению характеристик обнаружения. В дальнейшем будем считать, что в обнаружителе установлен амплитудный детектор. У некогерентного обнаружителя междупериодное накопление сигнала осуществляется после нелинейного преобразования сигнала в амплитудном детекторе, что служит причиной снижения качества обнаружения сигнала в сравнении с когерентным обнаружителем, особенно при малом отношении сигнал-шум на входе детектора.

Для уяснения принципов построения многоканальных накопителей и пороговых устройств в современных РЛС рассмотрим два характерных варианта выполнения обнаружителей: с фиксированной выборкой и с последовательным обнаружением, когда объем

выборки, а следовательно, и время обнаружения заранее не устанавливаются, а выбираются в процессе обнаружения [108].

**2. Обнаружители с фиксированной выборкой.** Если число импульсов в пачке $N$ фиксировано, то на выходе амплитудного детектора (АД) образуется видеосигнал

$$u_c(t) = k_1 \sum_{k=0}^{N-1} a_k U_c(t - kT_и), \qquad (4.3.3)$$

где $k_1$ — коэффициент, учитывающий преобразования сигнала в приемном устройстве, включая АД.

Как и ранее считаем, что сигнал (4.3.3) приходит от цели, расположенной в $i$-м дискрете углов пеленга и в $j$-м дискрете дальности. Видеоимпульсы должны накапливаться (суммироваться) в многоканальном накопителе. В зависимости от способа аппаратурной реализации различают аналоговые, цифровые и аналого-дискретные накопители.

Как правило, любой из перечисленных типов накопителей должен содержать устройства задержки сигнала на период $T_и$ повторения импульсов и сумматоры. Наиболее сложными являются устройства задержки. В аналоговых накопителях они выполняются в виде ультразвуковых линий задержки (УЛЗ). Для сокращения их числа применяется принцип рециркуляции, т. е. циклической задержки импульсной последовательности в устройстве, содержащем одну УЛЗ, охваченную цепью положительной обратной связи с коэффициентом передачи, меньшим единицы. Хотя в теоретическом плане такое устройство, именуемое рециркулятором, дает неплохие результаты [59], реальные характеристики его невысоки. Основными недостатками рециркулятора являются: громоздкость, связанная со значительными размерами УЛЗ, а также необходимостью иметь системы стабилизации периода задержки и коэффициента усиления; малое число реально накапливаемых импульсов; склонность к самовозбуждению при перегрузках (за счет положительной обратной связи). Существенный недостаток РЛС с рециркулятором в качестве накопителя состоит в невозможности изменять период $T_и$ по случайному закону в широких пределах, что целесообразно для борьбы с организованными помехами [40].

В цифровых накопителях осуществляется преобразование сигнала (4.3.3) в цифровую форму путем дискретизации его во времени и квантования по уровням в аналого-цифровом преобразователе (АЦП). Накопление полученной в результате этого цифровой последовательности производится с помощью цифровых сумматоров и оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) того или иного вида, запоминающих цифровой сигнал на период $T_и$.

Основными элементами аналого-дискретных накопителей являются приборы с зарядовой связью (ПЗС), которые выполняют роль устройств задержки и накопления аналогового сигнала. В отличие от цифровых накопителей, здесь производится лишь дис-

кретизация сигнала (4.3.3) во времени без квантования его по уровням. Цифровые и аналого-дискретные накопители являются, по-видимому, конкурирующими устройствами с приблизительно одинаковыми свойствами.

В цифровых обнаружителях (ЦО) находят применение накопители типа счетчиков, схем совпадений и скользящего суммирования («скользящего окна») [46, 55]. Все они имеют приблизительно одинаковые характеристики обнаружения, но аппаратурно реализуются по-разному. В накопителях первого типа для каждого дискрета дальности используется отдельный счетчик, который суммирует сигналы, принимаемые в этом дискрете. При числе дискретов, составляющих несколько сотен, конструкция накопителя получается очень громоздкой. После перехода РЛС в режим автосопровождения такой накопитель отключается, а следовательно, не может служить предварительной ступенью фильтрации для измерителей, что было бы желательным. Приблизительно такие же недостатки свойственны ЦО со схемами совпадений. Поэтому далее основное внимание уделяется ЦО со скользящим суммированием.

При построении ЦО возникает необходимость определения числа $m$ уровней квантования по амплитуде. С ростом $m$ улучшаются характеристики обнаружения, но одновременно усложняется конструкция обнаружителя. Показано [108], что целесообразно выбирать $m=2...8$. При $m>8$ качество обнаружения практически не повышается. В то же время применение ЦО с квантованием только на два уровня ($m=2$) также дает неплохие результаты. Потери здесь в сравнении с аналоговым оптимальным обнаружителем не превышают 2 дБ. Поэтому такие ЦО, называемые бинарными, находят широкое применение [46, 59, 55, 108].

В бинарном цифровом обнаружителе сигнал с выхода детектора подается на АЦП, который состоит из компаратора (схемы сравнения) и временного дискретизатора. В компараторе принимаемый сигнал сравнивается с пороговым напряжением и в случае превышения сигналом порога на выходе компаратора формируется напряжение стандартного уровня. Временной дискретизатор, который может быть выполнен, например, в виде $D$-триггера, тактируемого импульсами, следующими с периодом $\tau_д = 2\delta Д/c$, вырабатывает из этого напряжения импульсы стандартной длительности, принимаемые за логическую единицу. В результате преобразования аналогового сигнала (4.3.3) на выходе АЦП образуется последовательность единиц или нулей на каждом дискрете дальности.

Для математической записи дискретных сигналов, к которым относятся цифровые последовательности, пользуются решетчатыми функциями. Формально для перехода от непрерывной функции $x(t)$ к решетчатой $x(nT_и)$ в первой следует непрерывный аргумент (время $t$) заменить на дискретный $nT_и$, где $n=0, 1, 2$ ... Таким образом, $x(nT_и)$ представляет значения непрерывной функции при $t=nT_и$.

Запишем периодическую последовательность, отображающую сигнал на выходе АЦП, как [29]

$$x_T(t)=\sum_{k=0}^{N-1} x(kT_и)\,\delta(t-kT_и), \qquad (4.3.4)$$

т. е. представим ее в виде набора δ-функций, «площади» которых равны значениям решетчатой функции $x(kT_и)$.

Такая запись характеризует идеализированную систему, в которой реальный временной дискретизатор заменен простейшим импульсным элементом (δ-ключом).

Для $x(nT_и)$ имеем

$$x(nT_и)=\begin{cases}1 & \text{при} \quad k_1 a_k U_с > U_п,\\ 0 & \text{при} \quad k_1 a_k U_с < U_п,\end{cases} \qquad (4.3.5)$$

где $U_п$ — пороговое напряжение, подаваемое на компаратор.

Следовательно, при достаточном отношении сигнал-шум функция $x(nT_и)$ представляет собой пачку единиц, определяющую положение цели в $i$-м дискрете углов пеленга и $j$-м дискрете дальности.

Найдем структуру оптимального накопителя для сигнала, определяемого (4.3.4). Импульсная характеристика (весовая функция) $g_{To}(t)$ фильтра, согласованного с сигналом $x_T(t)$, с точностью до произвольного коэффициента, который принимаем за единицу:

$$g_{To}(t)=x_T(T_{обл}-t). \qquad (4.3.6)$$

Здесь $T_{обл}=(N-1)T_и$ — длительность сигнала.

Из (4.3.4) и (4.3.6), учитывая порядок отсчета импульсов в пачке, находим

$$g_{To}(t)=\sum_{k=0}^{N-1} x(kT_и)\,\delta[(N-1-k)T_и-t]. \qquad (4.3.7)$$

Общее выражение для импульсной характеристики $g_T(t)$ идеализированной дискретной системы имеет вид

$$g_T(t)=\sum_{k=0}^{\infty} g(kT_и)\,\delta(t-kT_и). \qquad (4.3.8)$$

Сопоставляя (4.3.7) с (4.3.8), получаем

$$g(kT_и)=\begin{cases}x(kT_и)=1 & \text{при} \quad k=\overline{0, N-1},\\ 0 & \text{при} \quad k<0 \text{ и } k>N-1.\end{cases} \qquad (4.3.9)$$

Так как пачка единиц симметрична относительно своей середины, отсчет времени в (4.3.7) можно принять таким же, как и в (4.3.8). Тогда для импульсной характеристики СФ (накопителя) будем иметь

$$g_{To}(t)=\sum_{k=0}^{N-1} 1\,\delta(t-kT_и). \qquad (4.3.10)$$

Структурная схема накопителя представлена на рис. 4.3,*а*, из которой следует, что он состоит из $N-1$ устройств задержки на период повторения $T_и$ и многовходового сумматора $\Sigma$.

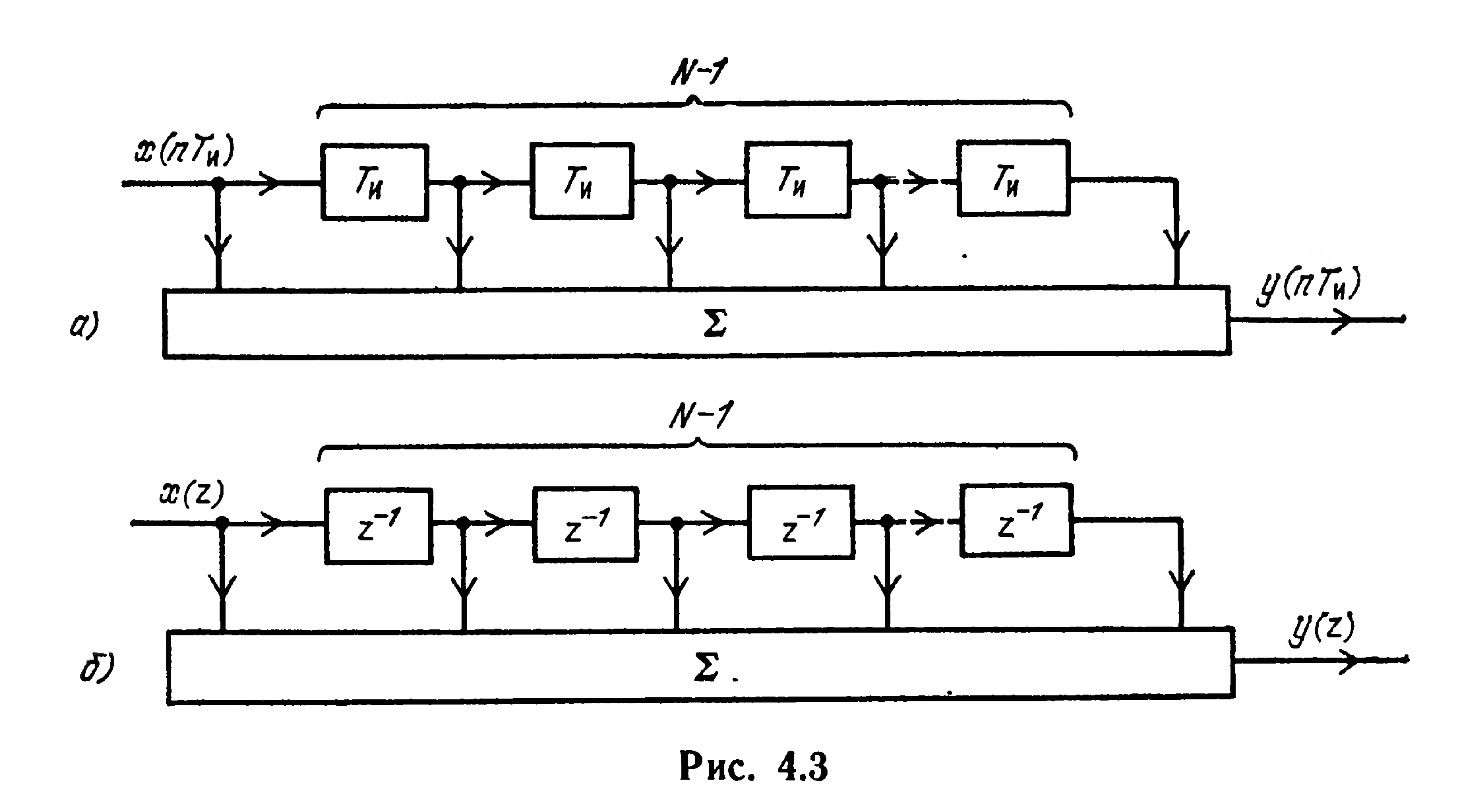



Рис. 4.3

Сигнал на выходе $y(nT_и)$ найдем, применяя ко входной последовательности $x(nT_и)$ операцию дискретной свертки,

$$y(n\,T_и)=\sum_{k=0}^{n} x\,[(n-k)\,T_и]\,g\,(k\,T_и). \tag{4.3.11}$$

С учетом условий (4.3.9) получим

$$y\,(n\,T_и)=\sum_{k=0}^{N-1} x\,[(n-k)\,T_и]. \tag{4.3.12}$$

Следовательно, при любом числе единиц по входной последовательности накопитель будет суммировать только $N$ текущих значений, поэтому его называют скользящим сумматором.

При анализе цифровых фильтров (ЦФ), к которым относится рассматриваемый накопитель, часто пользуются $z$-преобразованием, что упрощает запись передаточной функции ЦФ $H(z)$, которая может быть определена в результате $z$-преобразования импульсной характеристики (4.3.8):

$$H\,(z)=z\,\{g_T\,(t)\}=\sum_{k=0}^{\infty} g\,(k\,T_и)\,z^{-k}. \tag{4.3.13}$$

Применяя к (4.3.13) условия (4.3.9), найдем передаточную функцию рассматриваемого ЦФ

$$H\,(z)=\sum_{k=0}^{N-1} z^{-k}. \tag{4.3.14}$$

Схемы ЦФ, построенные для $z$-преобразованных входных и выходных временных последовательностей, будем называть дина-

мическими структурными схемами ЦФ. Здесь используется аналогия с непрерывными системами, схемам которых, изображенным для преобразованных по Лапласу входных и выходных воздействий, часто дают такое же наименование.

Динамическая структурная схема ЦФ, построенная на основании выражения (4.3.14), приведена на рис. 4.3,*б*. Здесь

$$x(z)=\sum_{k=0}^{\infty} x(kT_и)z^{-k},$$

$$y(z)=\sum_{k=0}^{\infty} y(kT_и)z^{-k}$$

— $z$-преобразования последовательностей $x(nT_и)$ и $y(nT_и)$.

ЦФ подобного вида называют нерекурсивными или трансверсальными [89]. Такая структура фильтра характерна для устройств задержки, выполненных в виде приборов с зарядовой связью (ПЗС). Для цифровых систем эта форма фильтра оказывается часто слишком громоздкой и может быть упрощена путем перехода к фильтру рекурсивного типа. Чтобы дальнейшие упрощения были более понятны, рассмотрим на эпюрах рис. 4.4 процесс накопления поступающих данных в скользящем сумматоре.

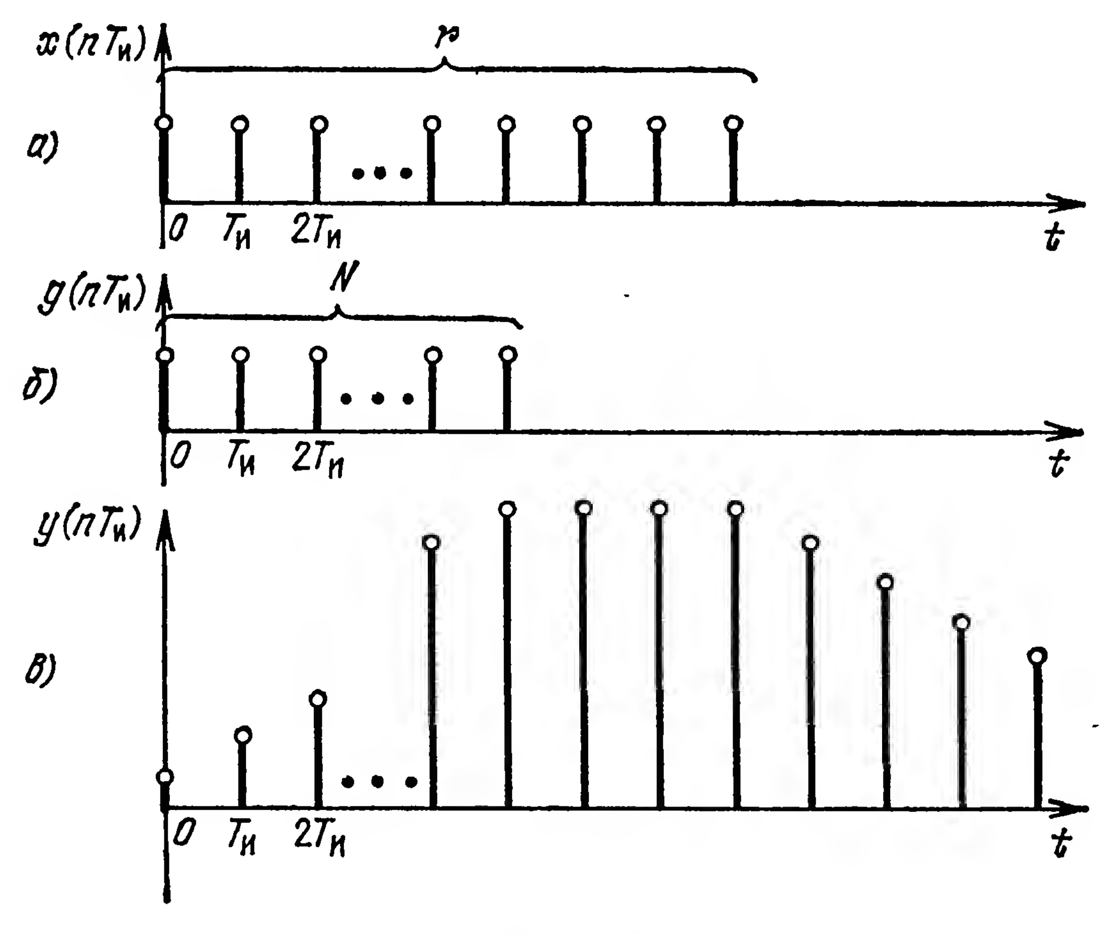



Рис. 4.4

Предположим, что на вход ЦФ поступает пачка из $r$ единиц, где $r \gg N$ (рис. 4.4,*а*). Такая ситуация может возникнуть, например, если антенна прекратила поиск и остановилась в направлении на цель. Импульсная характеристика $g(nT_и)$ (рис. 4.4,*б*) отлична от нуля на $N$ временных дискретах. Как следует из соотношений (4.3.11) и (4.3.12), а также рис. 4.4, накопление выходного сигнала $y(nT_и)$ (рис. 4.4,*в*) происходит в пределах $N$ текущих значений входной последовательности. При увеличении числа еди-

ниц во входном сигнале больше $N$ уровень $y(nT_и)$ не меняется вплоть до окончания $x(nT_и)$, когда $y(nT_и)$ начинает падать.

Для перехода к рекурсивной форме ЦФ выразим последовательность $y(nT_и)$ через ее предыдущее значение $y[(n-1)T_и]$, равное

$$y[(n-1)T_и]=\sum_{k=0}^{N-1} x[(n-1)T_и-kT_и]\,. \qquad (4.3.15)$$

Вычитая из (4.3.12) соотношение (4.3.15), получаем

$$y(nT_и)=y[(n-1)T_и]+x(nT_и)-x(nT_и-NT_и). \qquad (4.3.16)$$

В структурной схеме накопителя (рис. 4.5), которая построена на основании выражения (4.3.16) в сравнении с рис. 4.3, уменьшилось лишь число сумматоров, а количество элементов памяти увеличилось. Для определения возможности дальнейшего упрощения схемы рис. 4.5 проанализируем ее работу. При $n=0$ единица

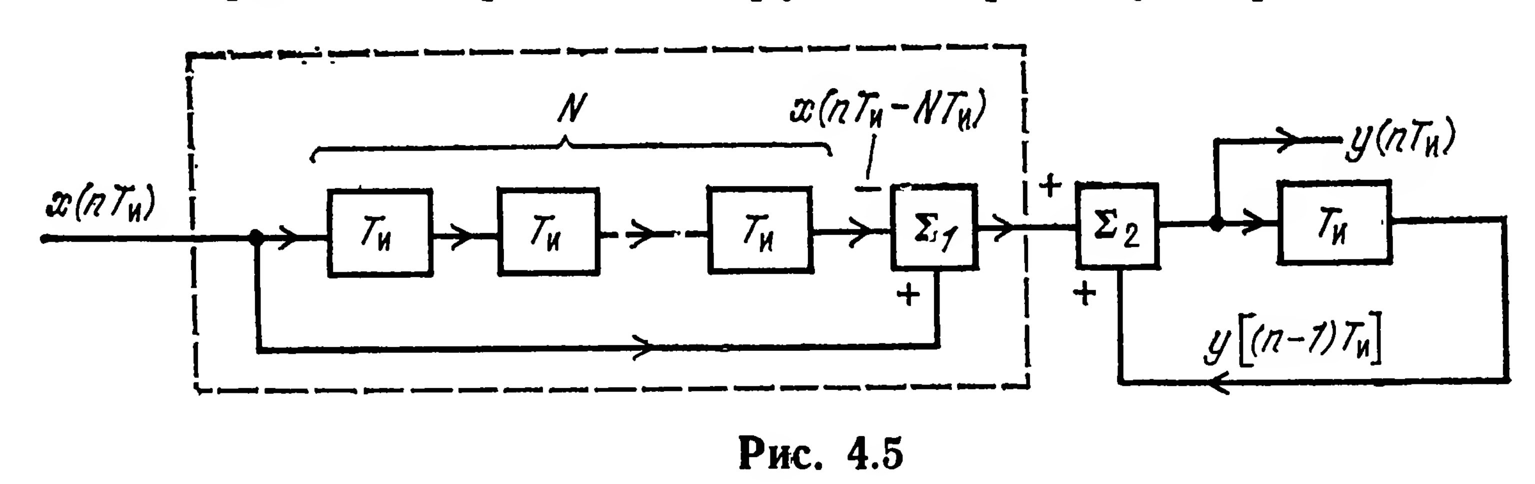
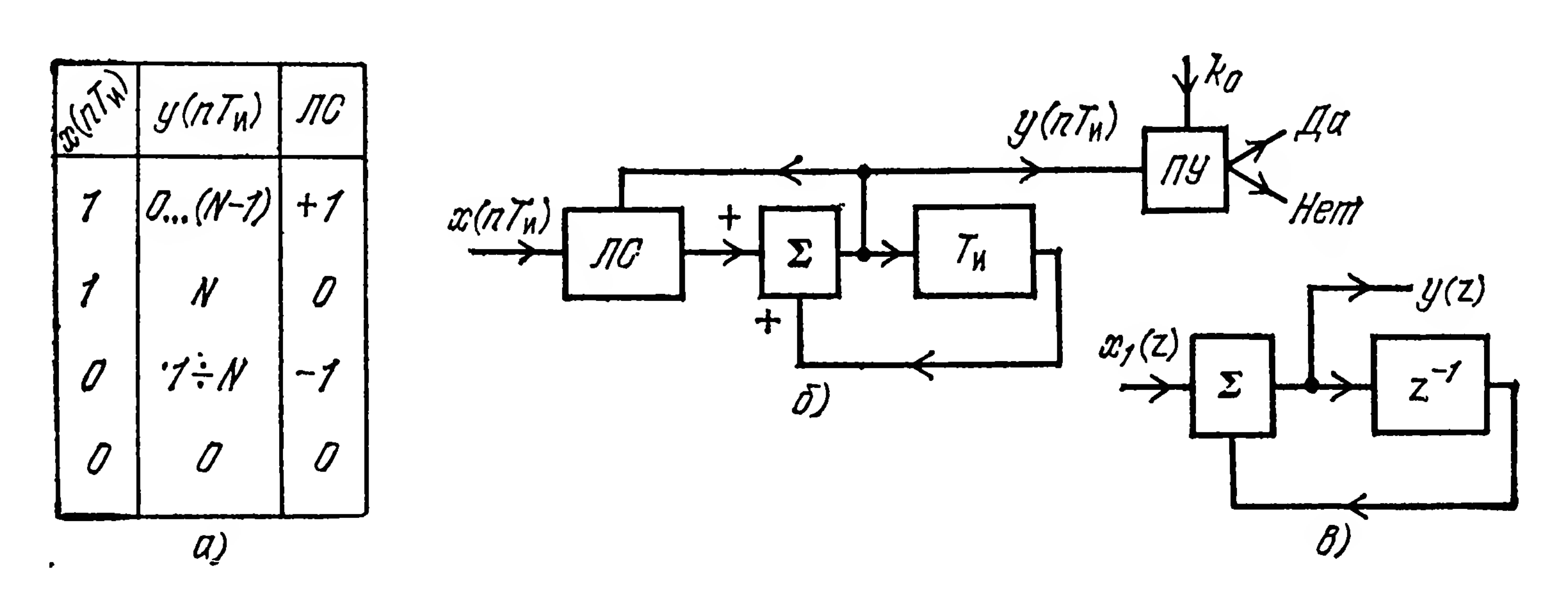



**Рис. 4.5**

$x$ (0) через сумматоры проходит на выход схемы и фиксируется как единица $y(0)$ на выходе. Следующая единица $x(T_и)$ проходит первый сумматор, а на втором сумматоре складывается с задержанной первой единицей $y(0)$ и на выходе образуется число $y(T_и)=2$. Каждая последующая входная единица будет увеличивать выходную последовательность ровно на единицу, т. е. происходит накопление входного сигнала. Накопление будет продолжаться до $n=N$. При $n=N$ на выходе накопится $N$ единиц, а с той части схемы, которая обведена пунктиром, будет поступать нулевой сигнал, так как входная последовательность компенсируется отрицательным сигналом, поступающим с цепочки задержек. Так будет происходить до тех пор, пока на вход накопителя подается сигнал $x(nT_и)$. Число $N$ будет циркулировать по замкнутому контуру рекурсивного фильтра, появляясь на выходе в каждый такт работы схемы. Когда входная последовательность закончится, т. е. $x(nT_и)$ станет равным нулю, с первого сумматора на второй в каждом такте работы схемы поступает отрицательная единица, которая приводит к уменьшению выходного сигнала на единицу в каждом такте. Такова сравнительно несложная логика работы части схемы, обведенной пунктиром. Коротко она формулируется так: на рекурсивный фильтр должна поступать единица, если на входе действует сигнал, а выходная последовательность меньше $N$; подаваться нуль при $y(nT_и)=N$ и — отрица-

тельная единица, если в данном такте входной сигнал отсутствует.

Эта логика может быть формализована в виде таблицы истинности (рис. 4.6,*а*) и выполнена в форме простейшей логической схемы (цифрового автомата). Накопитель с такой схемой показан на рис. 4.6,*б*. Помимо логической схемы (*ЛС*) он содержит один сумматор и одно устройство задержки. Несмотря на простоту конструкции полученного накопителя, он выполняет те же функции, что и накопители, представленные на схемах рис. **4.4**, 4.5.



| $x(nT_и)$ | $y(nT_и)$ | ЛС |
|---|---|---|
| 1 | 0...(N-1) | +1 |
| 1 | N | 0 |
| 0 | 1÷N | -1 |
| 0 | 0 | 0 |



**Рис. 4.6**

Накопление цифрового сигнала происходит в той части схемы рис. 4.6,*б*, которая включает сумматор и устройство задержки, охваченное обратной связью. Переходя к *z*-преобразованию, получим динамическую структурную схему этого элемента накопителя (рис. 4.6,*в*) и ее дискретную передаточную функцию

$$H(z)=\frac{y(z)}{x_1(z)}=\frac{1}{1-z^{-1}}=\frac{z}{z-1}. \qquad (4.3.17)$$

Такая передаточная функция соответствует *z*-преобразованию импульсной характеристики интегрирующего звена в непрерывной системе. Поэтому в литературе устройство рис. 4.6,*в* часто называют цифровым интегратором. Следовательно, оптимальный цифровой накопитель можно представить в виде последовательно соединенных логической схемы и цифрового интегратора.

Характеристики обнаружения в значительной степени зависят от выбора порога квантования в АЦП и порога обнаружения в пороговом устройстве, поэтому коротко рассмотрим методику выбора этих порогов и особенности работы пороговых устройств.

Первый порог $U_п$ является аналоговым. Его величина влияет на вероятность $P_с$ того, что в данном дискрете дальности квантователь выдает единицу, когда с приемника поступает смесь сигнала с шумом, и вероятность $P_ш$, характеризующую образование единицы под действием только шумов. Второй порог $k_0$ — цифровой. Количественно он равен числу накапливаемых единиц, превышение которого фиксирует факт обнаружения цели. Другими словами, цель считается обнаруженной, если число накопленных еди-

ниц $k$ (из последовательности $N$ единиц в пачке) будет равно или превысит число $k_0$:

$$k \geqslant k_0. \qquad (4.3.18)$$

Вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ и правильного обнаружения $P_{по}$ для бинарного обнаружителя вычисляются по формулам [46, 108]

$$P_{лт} = \sum_{k=k_0}^{N} C_N^k P_{ш}^k (1 - P_{ш})^{N-k}, \qquad (4.3.19)$$

$$P_{по} = \sum_{k=k_0}^{N} C_N^k P_{с}^k (1 - P_{с})^{N-k}. \qquad (4.3.20)$$

Здесь $C^k{}_N$ — число сочетаний из $N$ по $k$.

В формулах (4.3.19) и (4.3.20) считаются известными $P_{по}$, $P_{лт}$ и $N$, а также мощность собственных шумов приемника, характеризуемая дисперсией шумов $D_{ш}$ на входе квантователя АЦП.

При задании $P_{лт}$ и $P_{по}$ исходят из особенностей решения задачи целераспределения с последующим захватом цели на автосопровождение, а число $N$ определяется соотношением (4.3.1). Синтез обнаружителя сводится к такому выбору порогов $U_{п}$ и $k_0$, при которых заданные $P_{лт}$ и $P_{по}$ получаются при минимально возможном отношении сигнал-шум, т. е. на максимально возможной дальности. Процедура синтеза достаточно громоздка и детально изложена в [62, 108]. Поэтому приведем лишь основные выводы, следующие из синтеза.

Оптимальное значение цифрового порога $k_{0опт}$ определяется соотношением

$$k_{0\,опт} \simeq 1{,}5\sqrt{N}, \qquad (4.3.21)$$

т. е. для бинарного обнаружителя оптимальное количество накапливаемых единиц, необходимых для превышения порога, меньше числа импульсов в пачке, в то время как для аналогового обнаружителя характерно накопление всех импульсов пачки. Следует отметить, что оптимум по цифровому порогу не очень критичен. При достаточно большом $N$ отклонение порога от (4.3.21) в ту и другую стороны до 60% несущественно увеличивает требуемое отношение сигнал-шум [105].

Обнаружители, работающие по алгоритмам (4.3.18), (4.3.21), иногда называют обнаружителями типа «$k_0$ из $N$».

Аналоговый порог $U_{п}$ связан с вероятностью $P_{ш}$ и дисперсией $D_{ш}$ соотношением [62]

$$U_{п} = \sqrt{2 D_{ш} \ln 1/P_{ш}}. \qquad (4.3.22)$$

Вероятность $P_{ш}$ определяется в процессе синтеза и для реальных ситуаций обнаружения составляет 0,1...0,2 [62]. Если бы уровень собственных шумов приемника, характеризуемый величиной $D_{ш}$

не менялся, то пороговое напряжение, вычисляемое по формуле (4.3.22), оставалось бы постоянным. Однако на практике уровень собственных шумов меняется, что при $U_п$=const приводит к изменению $P_ш$, а следовательно, и $P_{лт}$ (4.3.19). Поэтому в обнаружитель должно быть введено устройство стабилизации уровня ложных тревог. Из формул (4.3.22) следует, что имеются два пути стабилизации $P_ш$ при изменении интенсивности собственных шумов приемника: менять пороговый уровень или регулировать усиление приемника для изменения $D_ш$ (система ШАРУ). В обоих случаях необходимо оценить фактическую величину $D_ш$. В цифровых обнаружителях это делается на основании оценки вероятности $P_ш$ путем подсчета за определенный промежуток времени числа пересечений порогового уровня шумовым напряжением [62].

В теоретическом плане эти способы стабилизации уровня ложных тревог реализуют адаптивный подход к преодолению априорной неопределенности, которая вызвана незнанием интенсивности шумов [108]. Аналогичная задача может решаться с привлечением непараметрических статистик. Среди них наиболее известными являются знаковый обнаружитель и его модифицированный вариант [40, 62].

Рассмотренные алгоритмы цифрового обнаружения могут быть реализованы с помощью специализированного цифрового вычислителя, имеющего достаточно высокое быстродействие. Так, в многоканальном цифровом обнаружителе-измерителе, который должен обеспечить разрешение по дальности $\delta Д=150$ м, на все вычисления, которые выполняются в логической схеме и цифровом интеграторе по каждому дискрету дальности, отводится 1 мкс [111].

Наиболее характерными являются два варианта выполнения специализированного вычислителя: аппаратурный (схемный) и программный. В первом случае вычислитель реализуется в виде конструкции, состоящей из интегральных микросхем малого и среднего уровня интеграции. С помощью этих элементов создаются: цифровой автомат логической схемы, многоразрядный сумматор и оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) того или иного типа, которое осуществляет задержку накапливаемых импульсов с каждого дискрета дальности на период повторения (рис. 4.6).

Разрядность сумматора $n_р$ определяется числом накапливаемых импульсов, а объем памяти $n_{оз}$ ОЗУ — величиной $n_р$ и числом дискретов дальности, на которых могут располагаться цели, т. е. $n_{оз}=n_д n_р$. Если $n_д=1000$, а число накапливаемых импульсов не превосходит 8, т. е. $n_р=3$, то $n_{оз}=3000$ бит. Техническая реализация подобного ОЗУ несложна. Так, при выполнении ОЗУ на сдвигающих регистрах К505РУ2 потребуется всего три корпуса интегральных микросхем (ИС).

В состав схемы обнаружителя войдет также пороговое устройство (ПУ на рис. 4.6,*б*), которое целесообразно выполнить на

$n_р$-разрядном сумматоре [62]. Цифровой порог задается в виде дополнительного кода к числу накапливаемых единиц. Число, соответствующее этому коду, постоянно подается на входы сумматора. На другие входы сумматора поступает число, характеризующее количество накопленных импульсов, и когда оно достигнет цифрового порога, сформируется сигнал переполнения сумматора. Этот сигнал определит дискрет дальности, на котором обнаружена цель. В режиме поиска цели импульс переполнения подается на индикатор, а в режиме сопровождения цели поступает в автодальномер.

При программной реализации специализированного вычислителя целесообразно использовать микропроцессорные комплекты [20, 124]. Схема алгоритма работы обнаружителя, реализуемого с помощью микропроцессорного комплекта, показана на рис. 4.7. Здесь обозначено: $ЯП_j$ — содержимое ячейки памяти при анализе

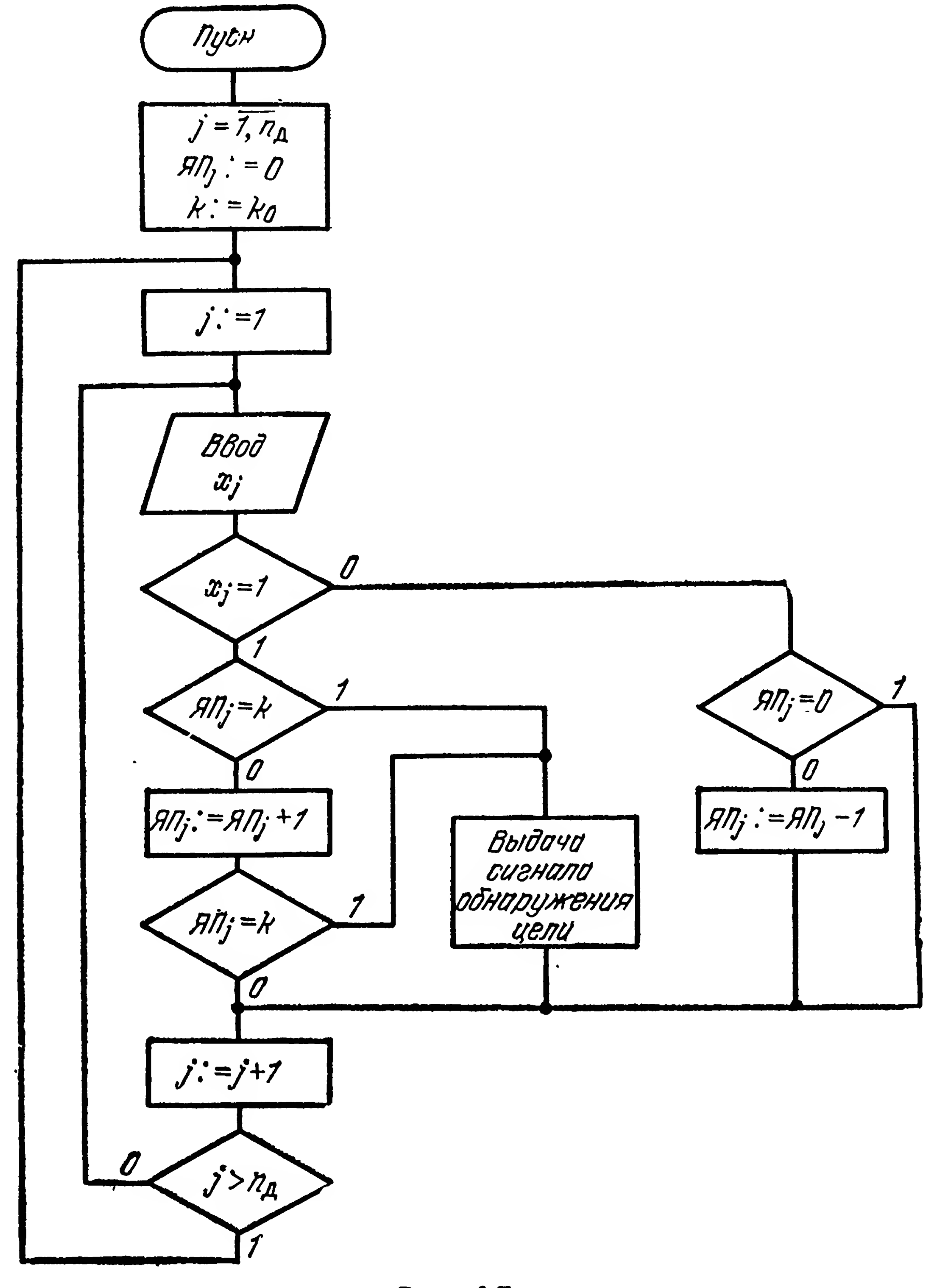



Рис. 4.7

$j$-го дискрета дальности; $x_j$ — логическая переменная, поступающая с АЦП при анализе $j$-го дискрета дальности; $k$ — цифровой порог.

При включении РЛС (операция «пуск» на схеме рис. 4.7) в ячейки памяти (*ЯП*) записываются нули, а пороговому уровню $k$ присваивается значение $k_0$. Процесс обработки принимаемой реализации начинается с первого дискрета, т. е. $j=1$.

Если логическая переменная принимает значение, равное единице, а содержимое $ЯП_j$ не превышает цифрового порога, то к содержимому $ЯП_j$ прибавляется единица. Если же $x_j=0$, то логика работы схемы будет зависеть от содержимого $ЯП_j$. При $ЯП_j=0$ осуществляется переход к анализу следующего $j+1$ дискрета дальности без изменения содержимого $ЯП_j$. В противном случае содержимое $ЯП_j$ уменьшается на единицу.

В результате циклического накопления единиц в ячейках памяти на каком-то шаге содержимое $ЯП_j$ превысит цифровой порог. При этом на индикатор выдается сигнал обнаружения цели в данном дискрете дальности. Проверка $j>n_д$ обеспечивает возврат к анализу первого дискрета после завершения обработки всей реализации в данном такте работы РЛС.

Процесс накопления импульсов в обоих вариантах реализации цифрового обнаружителя для каждого такта работы РЛС начинается с момента излучения зондирующего импульса. Поэтому можно изменять частоту повторения импульсов по случайному закону в широких пределах.

**3. Последовательные обнаружители.** Для рассмотренных ранее обнаружителей характерным является постоянное число $N$ импульсов в обнаруживаемой пачке, поэтому они называются обнаружителями с фиксированным объемом выборки или классическими. Применение таких обнаружителей обусловлено желанием упростить систему поиска по угловым координатам, когда этот поиск осуществляется с постоянной скоростью перемещения луча антенны.

Как правило, в зоне поиска находится небольшое число целей, поэтому в обнаружителе анализируются главным образом «пустые» разрешаемые объемы (дискреты) число которых, как это показано в § 4.1, составляет сотни и даже тысячи. На анализе этих дискретов затрачивается столько же времени, сколько и на те, где присутствуют цели. Интуитивно чувствуется, что может быть предложена более рациональная процедура поиска: быстрый «просмотр» пустых дискретов и задержка на тех, где возникают подозрения о наличии там целей.

Эта процедура может быть достаточно строго обоснована в рамках теории последовательного анализа Вальда [11]. Обнаружители, построенные на основе теории Вальда, называют последовательными. Давно известны преимущества таких обнаружителей по среднему времени обнаружения, но применение их становится возможным лишь при использовании антенн с электрическим управлением лучом и цифровой обработки сигналов в РЛС.

Последовательный обнаружитель содержит два пороговых устройства с нижним $k_н$ и верхним $k_в$ порогами [67]. В цифровых обнаружителях эти пороги количественно равны числу накапливаемых импульсов, необходимых соответственно для остановки поиска и обнаружения цели. Если за время $T_φ$ нахождения луча антенны в одном из угловых дискретов, которые последовательно «просматривает» антенна, возникает одно из условий

$$k \leqslant k_н \qquad (4.3.23)$$

или

$$k \geqslant k_в, \qquad (4.3.24)$$

где $k$ — фактическое число накопленных импульсов, то выдается команда на переход луча антенны в следующий угловой дискрет. При этом в первом случае констатируется факт отсутствия цели, а во втором — ее наличие и грубо определяются угол пеленга (по номеру углового дискрета) и дальность. Оценка дальности производится, как и в классическом обнаружителе, по тому дискрету дальности, в котором оказался превышен верхний порог многоканального цифрового накопителя.

Возможна также третья ситуация

$$k_н < k < k_в, \qquad (4.3.25)$$

при которой формируется команда на задержку луча антенны в данном положении на время анализа, обычно кратное времени $T_φ$. В результате дополнительного анализа возникает одно из условий (4.3.23) или (4.3.24) и поиск продолжается.

Если принять, что промежуток времени $T_φ$ характеризует один этап обнаружения, то подобная процедура может рассматриваться как многоэтапная. На каждом этапе проверяется выполнение условий обнаружения цели. В зависимости от результатов проверки последующим этапом является продолжение поиска с констатацией факта наличия или отсутствия цели либо задержка анализа еще на один или большее число этапов.

При бинарном обнаружении, когда смесь сигнала с шумом или один шум, поступающие с приемника на АЦП, квантуются на два уровня, формулы для нижнего $k_{нm}$ и верхнего $k_{вm}$ порогов каждого из $m$-этапов обнаружения имеют вид [11]

$$k_{нm} = \frac{\ln \frac{1-P_{по}}{1-P_{лт}}}{\ln \frac{P_с}{P_ш} \frac{1-P_ш}{1-P_с}} + \frac{\ln \frac{1-P_ш}{1-P_с}}{\ln \frac{P_с}{P_ш} \frac{1-P_ш}{1-P_с}} k_m m, \qquad (4.3.26)$$

$$k_{вm} = \frac{\ln \frac{P_{по}}{P_{лт}}}{\ln \frac{P_с}{P_ш} \frac{1-P_ш}{1-P_с}} + \frac{\ln \frac{1-P_ш}{1-P_с}}{\ln \frac{P_с}{P_ш} \frac{1-P_ш}{1-P_с}} k_m m. \qquad (4.3.27)$$

Здесь $m=1, 2, 3, \ldots$; $k_m$ — номер этапа обнаружения и число накапливаемых на $m$-м этапе импульсов соответственно. Остальные

обозначения в формулах (4.3.26), (4.3.27) те же, что и в выражениях (4.3.19) и (4.3.20).

Как следует из (4.3.26) и (4.3.27), цифровые пороги $k_{\text{н}m}$ и $k_{\text{в}m}$ возрастают при переходе от одного этапа анализа сигнала к другому. Это вызвано тем, что с увеличением времени анализа возрастает объем анализируемой выборки, а следовательно, и отношение сигнал-шум. Поэтому для сохранения заданных $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$ необходимо увеличивать пороги.

При последовательном обнаружении время анализа в каждом угловом дискрете, а следовательно, и число накапливаемых импульсов $k$ являются случайными величинами. Для сравнения последовательной и классической процедур обнаружения вводят понятие среднего числа $k_{\text{ср}}$ накапливаемых импульсов. Очевидно, что последовательный анализ целесообразен, если $k_{\text{ср}} \leqslant k_{\text{кл}}$ (где $k_{\text{кл}}$ — количество накапливаемых импульсов в классическом обнаружителе) при равенстве характеристик обнаружения $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$, а также отношений сигнал-шум. Однако встречаются ситуации, когда время анализа затягивается и $k_{\text{ср}}$ становится существенно больше $k_{\text{кл}}$. Это происходит при наличии цели в данном направлении, но малом отношении сигнал-шум. Чтобы избежать затягивания времени обнаружения применяют усечение процесса анализа, т. е. прекращают анализ (испытания), если его время превышает некоторую заранее установленную величину [31, 67]. Эта величина может равняться, например, времени анализа в классическом обнаружителе. Тогда последовательный обнаружитель с усеченным временем анализа будет заведомо не хуже классического обнаружителя. Правила усечения могут быть различными. Наиболее просто это делается при введении на некотором этапе одного порога $k_{\text{оп}}$, при котором реализуется только двуальтернативная ситуация («цель есть», «цели нет»).

В качестве примера на рис. 4.8 приведена схема, содержащая многоканальный накопитель и пороговые устройства *ПУН* и *ПУВ*

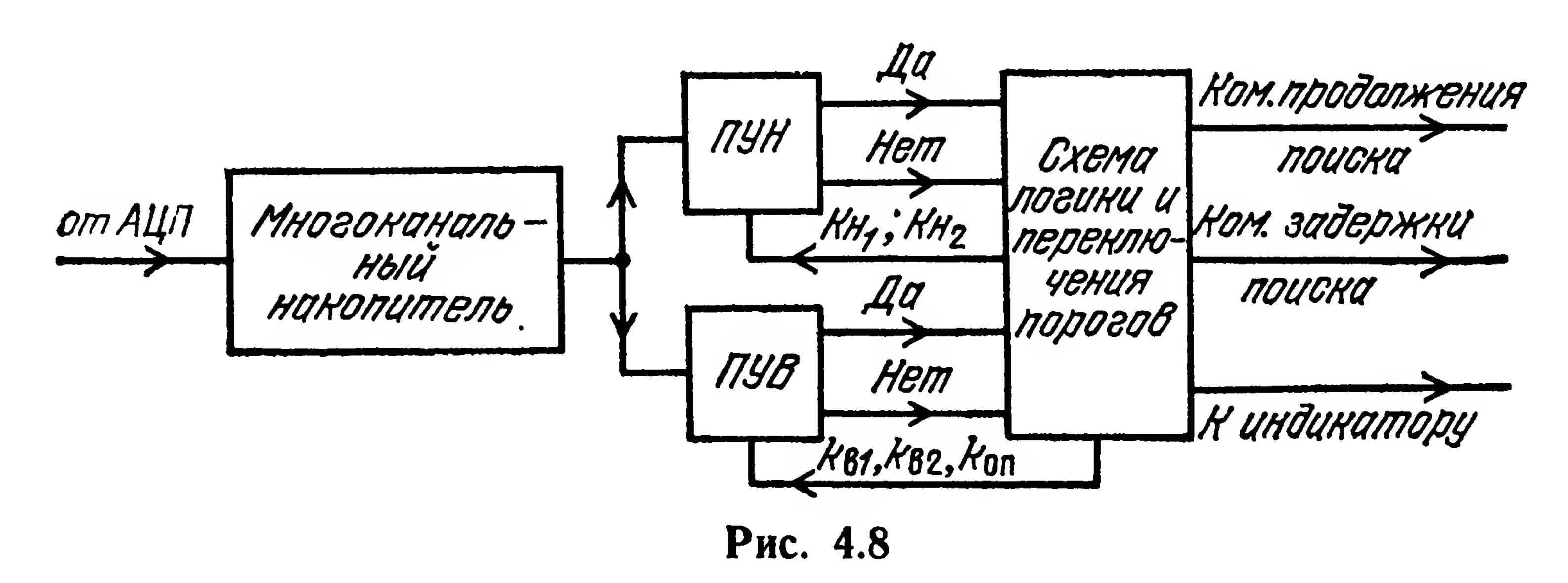



Рис. 4.8

обнаружителя, у которого последовательный анализ производится на двух этапах, а третий этап служит для усечения времени анализа [11, 31].

На первом этапе на пороговых устройствах устанавливаются соответственно цифровые пороги $k_{\text{н1}}$ и $k_{\text{в1}}$. Если в результате срав-

нения накопленных единичных импульсов с порогами возникают условия (4.3.23), (4.3.24) (ситуации «нет—нет» или «да—да» соответственно), то формируется команда на переключение луча антенны в следующее положение, а накопленные импульсы, превысившие верхний порог, подаются к индикатору наличия цели. Появление условия (4.3.25) (ситуация «да—нет») приводит к выработке команды на задержку луча антенны еще на один этап анализа и формированию новых цифровых порогов $k_{н2}$ и $k_{в2}$. Если второй этап также заканчивается ситуацией «да—нет», то луч антенны задерживается в данном положении еще на один этап, а схема переключения порогов формирует одно значение порога $k_{оп}$. По окончании третьего этапа луч антенны переходит в новое положение и в систему индикации поступают накопленные импульсы, если $k > k_{оп}$.

Схема рис. 4.8 может функционировать и как классический обнаружитель. Для этого включается лишь одно пороговое устройство, а команды задержки поиска лучом антенны не формируются.

**4. Работа обнаружителей при наличии отражений от подстилающей поверхности.** Основная особенность обнаружения сигналов при наличии отражений от подстилающей поверхности состоит в том, что наряду с собственными шумами приемника, отождествляемыми с белым шумом, здесь необходимо учитывать мешающие воздействия, которые представляют собой случайные процессы с коррелированными значениями. Как следует из (4.2.11) и (4.2.12), для построения оптимального обнаружителя необходимо знать корреляционные функции этих процессов.

Если корреляционные функции заданы, то решение уравнений (4.2.11), (4.2.12) позволяет найти импульсную характеристику режекторного фильтра (РФ), назначение которого ослабить спектральные составляющие принимаемой реализации с наибольшей интенсивностью спектра помех. Этот фильтр иногда называют отбеливающим [40]. Такое наименование связано с тем, что неотфильтрованные остатки помех на выходе фильтра в идеальном случае представляют собой белый шум. Поэтому та часть обнаружителя, которая следует за РФ, решает задачу обнаружения сигналов в белом шуме. Таким образом, оптимальный обнаружитель сигналов, принимаемых в смеси с коррелированными помехами, должен содержать РФ, многоканальный накопитель, пороговое устройство (ПУ) и связанную с ним систему выбора цели. Так как основные элементы обнаружителя за исключением РФ рассматривались ранее, далее основное внимание будет уделено последнему.

Заметим, что в радиолокации совокупность устройств, предназначенных для выделения сигналов цели на фоне отражений от подстилающей поверхности и пассивных помех, называют системой селекции движущихся целей (СДЦ). Это наименование связано с тем, что режекция указанных мешающих воздействий основана на разносе частот спектров полезных сигналов и помех, что обусловлено в конечном итоге движением цели. Если пользоваться названной терминологией, то следует сказать, что в рассматри-

ваемых условиях приема сигнала в состав обнаружителя входит система СДЦ, выполняющая роль РФ.

Как показано в гл. 3, при обработке сигналов с использованием явлений внешней когерентности, спектр помех на выходе детектора концентрируется относительно постоянной составляющей, а также около частоты повторения импульсов и ее высших гармоник, даже если РЛС установлена на подвижном объекте. Частотная характеристика РФ должна быть такова, чтобы эффективно «вырезать» эти области спектра.

При аналоговом выполнении системы СДЦ она реализуется в виде устройства череспериодной компенсации (ЧПК) или набора РФ по одному на каждый дискрет дальности.

В системах с цифровой обработкой сигналов оба указанных варианта выполняются в единой конструкции цифрового фильтра (ЦФ) [97]. Чтобы показать это, рассмотрим цифровое устройство ЧПК. С выхода амплитудного детектора сигнал цели совместно с помехами подается на аналого-цифровой преобразователь. В отличие от бинарного обнаружителя здесь должно применяться многоуровневое квантование. Количество уровней квантования (разрядность АЦП) определяется требуемой точностью фильтрации и достижимыми скоростями преобразования аналог—код. Дело в том, что в ЦФ все вычисления, связанные с обработкой сигнала в каждом дискрете дальности, должны занимать время, меньшее или равное временному аналогу этого дискрета. Для типовых ситуаций он равен 1 мкс. Следовательно, на преобразование аналогового сигнала в код отводится временной интервал порядка 100...200 нс. Чем выше разрядность кода, тем сложнее выполнить АЦП, преобразования в котором укладывались бы в этот лимит времени.

С выхода АЦП числовая последовательность, которая характеризует уровни принимаемого сигнала и помех в каждом дискрете дальности, поступает в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) и на сумматор. В ОЗУ каждое число задерживается на период повторения и далее преобразуется в дополнительный код. Сложение в сумматоре чисел, поступающих от АЦП в прямом коде, с дополнительными кодами задержанной числовой последовательности эквивалентно вычитанию последней.

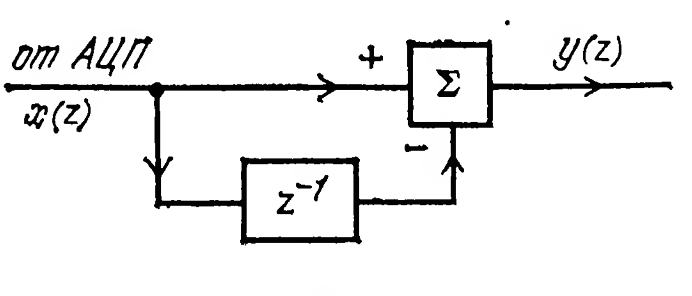


Рис. 4.9

Упрощенная динамическая структурная схема цифровой системы ЧПК показана на рис. 4.9. Оперативное запоминающее устройство как и ранее обозначено звеном с дискретной передаточной функцией $z^{-1}$, преобразование в дополнительный код — знаком минус перед сумматором. Дискретная передаточная функция ЧПК, связывающая входную $x(z)$ и выходную $y(z)$ числовые последовательности равна

$$H(z) = 1 - z^{-1} = \frac{z-1}{z}. \qquad (4.3.28)$$

Если построить АЧХ данного фильтра, для чего следует в $H(z)$ заменить $z$ на $e^{j\omega T_и}$ и вычислить модуль полученного выражения, то нетрудно убедиться, что она плохо согласована с формой спектральной плотности отражений от подстилающей поверхности и пассивных помех. Поэтому качество режекции помех получается низким. Иногда для улучшения режекции рекомендуют использовать многозвенные ЧПК, состоящие из соединения звеньев с передаточными функциями (4.3.28) [59, 117].

Более последовательным является путь синтеза, в результате которого проектируется ЦФ с требуемой степенью подавления помехи, имеющей заданную форму спектральной плотности. К сожалению, получить достоверное аналитическое выражение для спектральной плотности помехи чрезвычайно трудно, так как в каждом полете она зависит от многих факторов (высоты полета, характера подстилающей поверхности и плотности пассивных помех, углов отклонения луча антенны от направления полета и т. д.). Можно высказать лишь обобщенные требования к характеристикам фильтра. Например, он должен обеспечить подавление помехи на 60...80 дБ в диапазоне частот от нуля до 500...800 Гц [62, 97, 105]. Поскольку АЧХ ЦФ имеет периодическую структуру, такое же подавление помехи будет в области частоты повторения $F_и$ и ее гармоник. Следует отметить, что подобная постановка задачи является типичной при синтезе ЦФ. Процедура синтеза сводится к выбору структуры фильтра и определению численных значений его коэффициентов [22, 27].

Режекторные ЦФ целесообразно конструировать в виде рекурсивных фильтров, что дает более широкие возможности по выбору желаемой АЧХ. При этом часто находит применение каноническая форма таких фильтров, которая характеризуется минимально возможным числом устройств задержки.

Рекурсивный фильтр 2-го порядка (рис. 4.10) может служить исходным блоком для построения более сложных канонических форм. Дискретная передаточная функция такого фильтра имеет вид

$$H_р(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2}}. \quad (4.3.29)$$

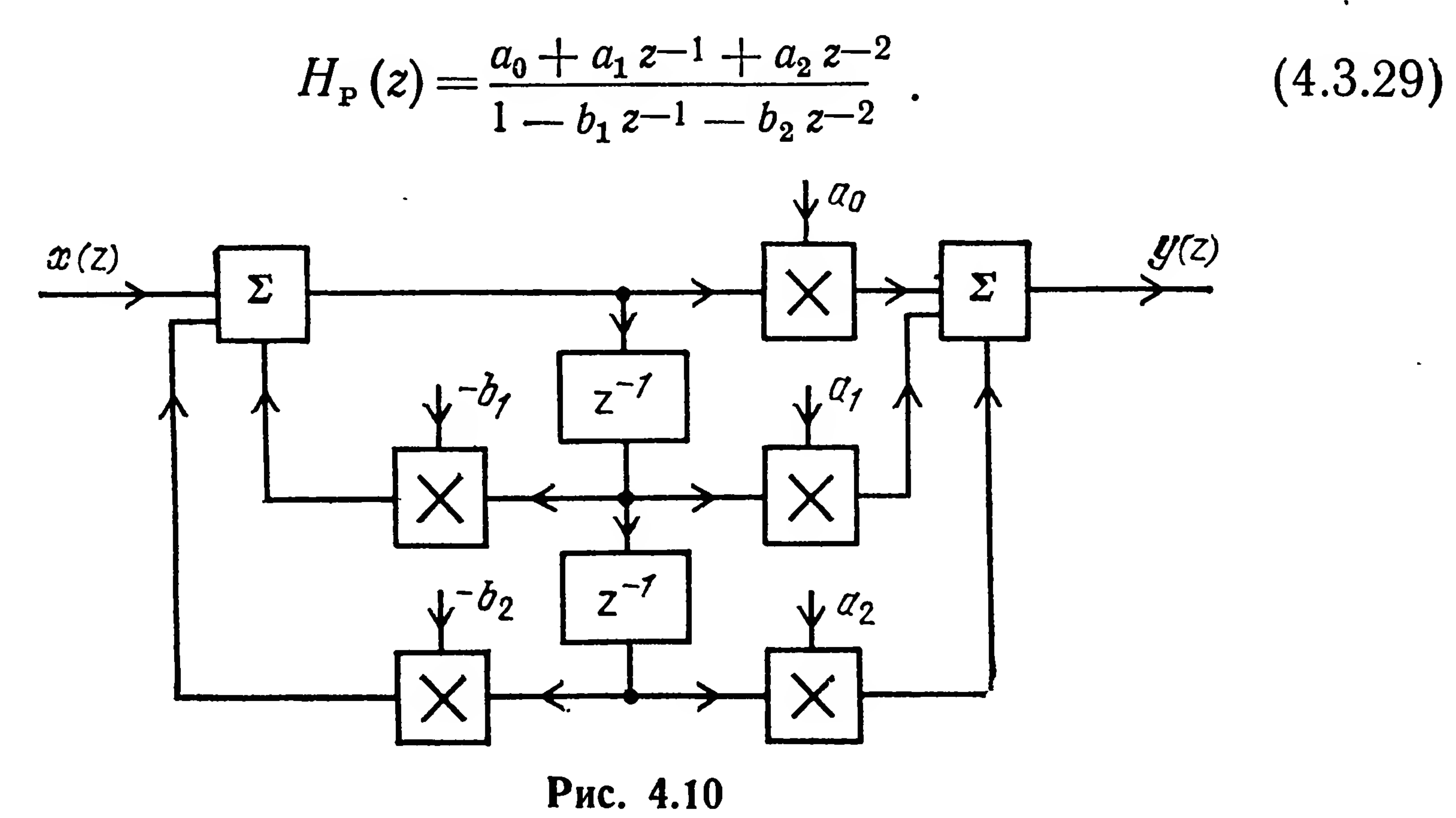



Рис. 4.10

Заметим, что передаточная функция (4.3.28) цифровой системы ЧПК получается как частный случай из (4.3.29), если в этом выражении положить $a_0=1$, $a_1=-1$, $a_2=b_1=b_2=0$. Передаточная функция (4.3.17) цифрового интегратора также может быть получена из выражения (4.3.29), если принять $a_0=1$, $b_1=1$, $a_1=a_2=$ $=b_2=0$.

Наращивание сложности ЦФ достигается каскадным включением представленного на рис. 4.10 фильтра.

Синтез ЦФ сводится к такому выбору коэффициентов передаточной функции (4.3.29), при котором реализуется требуемая амплитудно-частотная характеристика. Методика синтеза детально изложена в книгах [22, 27, 62]. Поэтому здесь рассмотрим лишь некоторые особенности реализации ЦФ при функционировании их в обнаружителях. В фильтре рис. 4.10 с помощью одних и тех же элементов (сумматоров, умножителей, устройств задержки) последовательно обрабатываются сигналы, поступающие от каждого дискрета дальности. Поэтому он один заменяет набор из $n_д$ фильтров в аналоговой СДЦ, построенной по фильтровому принципу. Отмеченное обстоятельство предъявляет высокие требования к быстродействию элементов схемы. Если принять, что дискрет дальности составляет 150 м, то за 1 мкс в ЦФ рис. 4.10 должно быть выполнено пять операций умножения на постоянные коэффициенты и две операции сложения, т. е. скорость вычислений должна составлять $7\cdot10^6$ операций в секунду.

С выхода ЦФ числовая последовательность подается на цифровой детектор, который исключает знаковый разряд из цифрового сигнала, и далее на первое пороговое устройство с регулируемым порогом, стабилизирующим уровень ложных тревог. Многоканальный накопитель со следующим за ним пороговым устройством, на котором устанавливается цифровой порог, выполняется по рассмотренным ранее схемам в зависимости от того, какая процедура обнаружения (классическая или последовательная) принята в данном обнаружителе.

## 4.4. Многоканальные когерентные обнаружители-измерители

Эти устройства применяются, как правило, в РЛС с ВЧПИ и СЧПИ, так как в этих РЛС наряду с оценкой дальностей до цели имеется возможность при обнаружении грубо оценивать скорости сближения самолета с обнаруженными целями. Измерение скорости сближения основано на анализе доплеровского смещения частоты, что связано с учетом фазовых соотношений в принимаемом сигнале. Это обусловливает в основном применение в таких РЛС когерентных обнаружителей.

Алгоритмы оптимального обнаружения при наложении условий когерентности обработки и отсутствия данных о дальности до целей и скоростей сближения с ними находятся на основе соотноше-

ний (4.2.11), (4.2.12). Показано [25, 86], что при обнаружении когерентного сигнала междупериодная обработка сигнала содержит два этапа: режекцию отражений от земли и пассивных помех, а также согласованную фильтрацию, которая сводится к выделению сигналов на фоне белых шумов в доплеровских фильтрах. При этом доплеровская фильтрация производится для сигналов, поступающих с каждого дискрета дальности. Таким образом, обнаружитель получается многоканальным. Общее число каналов подсчитывается по формулам (4.1.3) или (4.1.5).

Задача режекции отражений от подстилающей поверхности и пассивной радиопомехи, которые в дальнейшем будем именовать для краткости просто помехами, подробно рассмотрена в предыдущем параграфе. Поэтому здесь кратко остановимся только на особенностях ее решения в когерентных обнаружителях. Поскольку начальная фаза колебаний радиоимпульсов, приходящих с каждого дискрета дальности, неизвестна, теория оптимального приема требует установки на выходе УПЧ двух фазовых детекторов — *ФД*$_1$ и *ФД*$_2$, на которые подаются опорные сигналы, находящиеся в квадратуре (рис. 4.11). Аналого-цифровые преобразователи

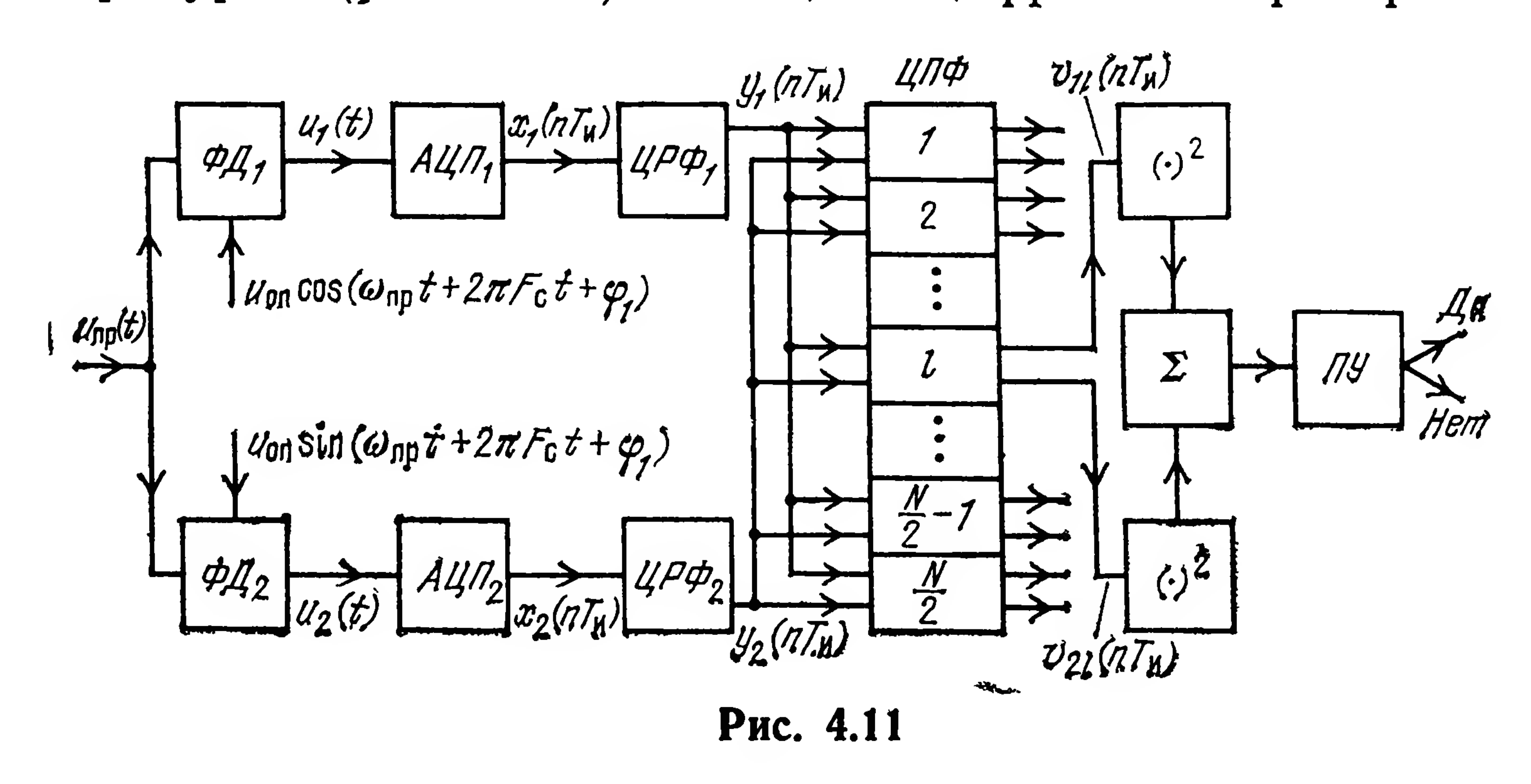



**Рис. 4.11**

*АЦП*$_1$ и *АЦП*$_2$, установленные на выходах *ФД*$_1$ и *ФД*$_2$, формируют числовые последовательности для двух цифровых режекторных фильтров — *ЦРФ*$_1$ и *ЦРФ*$_2$. Если опорное напряжение, когерентное с зондирующим сигналом, имеет фиксированную частоту, равную номинальному значению ПЧ, то область максимальной интенсивности спектральной плотности помехи, соответствующая приему помехового сигнала по основному лучу антенны, будет перемещаться по оси частот при изменении скорости самолета. Для подавления такой помехи в ЦРФ можно поступить двояко: перестраивать ЦРФ путем изменения коэффициентов его передаточной функции или вводить в опорный сигнал смещение частоты на величину $F_c$, учитывающее собственное движение самолета. Последнее решение реализуется технически проще, поэтому оно принято в дальнейшем изложении.

Следует отметить, что системы компенсации собственного движения самолета, применяемые в РЛС с СЧПИ и ВЧПИ, не очень

критичны к точности измерения скорости самолета. Дело в том, что здесь режекция играет вспомогательную роль, так как основная селекция производится в доплеровских фильтрах. Введение режекции позволяет снизить требования к динамическому диапазону системы доплеровской фильтрации и тем самым облегчить ее конструирование. Если принять, что динамический диапазон полезного сигнала, на который рассчитывается система фильтрации, равен 40...50 дБ, а помеха составляет 60...80 дБ над пороговым сигналом, то ЦРФ должен обеспечить подавление помехи на 10...40 дБ, следовательно, его структура может быть сравнительно простой [89]. Каждый из двух ЦРФ строится по тем же принципам, что ЦРФ в некогерентном обнаружителе, т. е. осуществляется последовательная обработка сигналов во всех дискретах дальности. В РЛС с СЧПИ и особенно с ВЧПИ этих дискретов существенно меньше, чем при низкой частоте повторения импульсов, поэтому объем памяти ОЗУ таких фильтров будет невелик.

Если пренебречь требованиями оптимальности и оставить лишь один канал обработки сигналов, включающий соответственно один ФД, АЦП и ЦРФ, то, как показано в [25], при быстрых флюктуациях сигнала потери составляют величину, близкую к $\sqrt{2}$. Обычно такие схемы приводятся в литературе при описании систем СДЦ в импульсно-доплеровских РЛС [108, 117].

Для дальнейшего анализа будет сохранена двухканальная схема обработки (рис. 4.11), заимствованная из [86]. Схема рис. 4.11 отображает упрощенную структуру специализированного цифрового вычислителя с сопрягаемыми элементами, который входит в состав когерентного обнаружителя. На схеме не показана система стабилизации уровня ложных тревог и не раскрыта логика работы цифрового порогового устройства ПУ при различных процедурах обнаружения. Указанные элементы строятся по тем же принципам, что и в некогерентных обнаружителях, рассмотренных в § 4.3.

Как и ранее будем считать, что сигнал приходит с $i$-го дискрета угла и $j$-го дискрета дальности. Поскольку все дискреты равноправны, для упрощения записи сигнала индексы $i$ и $j$ опускаются. При учете только полезного сигнала пачка импульсов, приходящая с выхода УПЧ, описывается выражением (4.3.2), если в нем положить $\omega_0=\omega_{\text{пр}}$, $\varphi_k=\varphi_0$ и

$$\psi(t-kT_{\text{и}})=2\pi(t-kT_{\text{и}})F_{\text{дп}},$$

где $F_{\text{дп}}$ — доплеровская частота сигнала цели, расположенной в данном дискрете. На рис. 4.11 смещением частоты $F_{\text{с}}$ опорных сигналов учитывается собственная скорость самолета, а $\varphi_1$ — некоторый постоянный сдвиг фаз опорного сигнала.

На выходе фильтров фазовых детекторов $ФД_1$ и $ФД_2$ образуются последовательности видеоимпульсов $u_1(t)$ и $u_2(t)$, огибающие которых в разных каналах находятся в квадратурах и изменяются с разностной частотой $F_{\text{ц}}=F_{\text{дп}}-F_{\text{с}}$. При точной компенсации собственного движения самолета частота $F_{\text{ц}}$ характеризует радиаль-

ную скорость цели. На основе напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$ аналого-цифровые преобразователи $АЦП_1$ и $АЦП_2$ формируют числовые последовательности $x_1(nT_и)$ и $x_2(nT_и)$. Если для сокращения записи ввести комплексное число $\mathrm{x}_{пр}(nT_и)=x_1(nT_и)+jx_2(nT_и)$, то для комплексной числовой последовательности $\mathrm{y}_{пр}(nT_и)$ на выходах идентичных по своим характеристикам цифровых режекторных фильтров получим

$$\mathrm{y}_{пр}(nT_и)=\sum_{k=0}^{\infty} g_р(kT_и)\,\mathrm{x}_{пр}[(n-k)T_и]. \qquad (4.4.1)$$

Импульсная характеристика $g_р(nT_и)$ режекторного фильтра связана с его дискретной передаточной функцией $H_р(z)$ посредством $z$-преобразования (4.3.13).

Набор цифровых полосовых фильтров (*ЦПФ*) условно обозначен на рис. 4.11 прямоугольниками, пронумерованными от 1 до $N/2$, на каждый из фильтров поступают цифровые последовательности $y_1(nT_и)$ и $y_2(nT_и)$.

Для получения алгоритма работы оставшейся части схемы рис. 4.11 представим выходные числовые последовательности РФ в виде комплексного цифрового сигнала

$$\mathrm{y}_{пр}(nT_и)=\mathrm{y}_с(nT_и)+\mathrm{y}_ш(nT_и), \qquad (4.4.2)$$

где $\mathrm{y}_с(nT_и)$ и $\mathrm{y}_ш(nT_и)$ — числовые последовательности, характеризующие полезный сигнал и шум соответственно.

Для сигнала $\mathrm{y}_с(nT_и)$ имеем

$$\mathrm{y}_с(nT_и)=y_0(nT_и)\,e^{j(2\pi F_ц nT_и+\varphi_ц)}. \qquad (4.4.3)$$

Здесь $y_0(nT_и)$ — амплитуда сигнала, зависящая от формы пачки принимаемых импульсов, а $F_ц$ и $\varphi_ц$ — соответственно частота и начальная фаза сигнала, которые считаются неизвестными.

Необходимо найти систему, осуществляющую согласованную фильтрацию сигнала $\mathrm{y}_с(nT_и)$, с учетом того, что он сопровождается белым шумом $\mathrm{y}_ш(nT_и)$.

Так как частота сигнала неизвестна, система должна быть многоканальной, т. е. содержать набор доплеровских фильтров. Если принять, что полоса пропускания каждого фильтра определяется соотношением (4.1.4) и соответствует такой же расстройке между ними, то можно говорить лишь о согласованной фильтрации для отдельных дискретов разностной частоты, равных $F_{цl}=l/NT_и$, где $l=\overline{1, N/2}$ — номер доплеровского фильтра.

Принимая, как это обычно делается при анализе регулярного сигнала, пачку импульсов прямоугольной, т. е. $y_0(nT_и)=y_0=\mathrm{const}$, запишем сигнал $\mathrm{y}_{сTl}(t)$ для $l$-й разностной частоты $F_{цl}=l/NT_и$ в форме (4.3.4)

$$\mathrm{y}_{сTl}(t)=\sum_{k=0}^{N-1} y_0 e^{j(\Phi_l k+\varphi_ц)}\delta(t-kT_и), \qquad (4.4.4)$$

где $\psi_l = 2\pi l/N$ — фазовый сдвиг сигнала разностной частоты $F_{цl} = l/NT_и$, возникающий за период $T_и$ повторения импульсов.

Теперь задача синтеза свелась к отысканию согласованного фильтра для комплексного сигнала с известной частотой и неизвестной начальной фазой. Методика ее решения изложена в [29]. В основе определения оптимальной импульсной характеристики $g_{0l}(nT_и)$, которая теперь будет комплексной, лежит соотношение (4.3.6). Для рассматриваемого случая оно запишется в виде

$$g_{T0l}(t) = c_1 \mathrm{y}^*_{cTl}(T_{обл} - t). \qquad (4.4.5)$$

Здесь $c_1$ — произвольная постоянная, а $\mathrm{y}^*_{cTl}(t)$ — комплексно-сопряженная функция сигнала $\mathrm{y}_{cTl}(t)$.

Поскольку начальная фаза $\varphi_ц$ неизвестна, в соотношение (4.4.5) должен входить сигнал с нулевой начальной фазой. Учет неизвестной фазы производится в цепях, следующих за согласованным фильтром.

Из (4.4.4) и (4.4.5) находим

$$g_{T0l}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} g_0 e^{-j\psi_l k} \delta[(N-1-k)T_и - t], \qquad (4.4.6)$$

где $g_0 = c_1 y_0$.

Меняя порядок суммирования, получим

$$g_{T0l}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} g_0 e^{-j(N-1-k)\psi_l} \delta(t - kT_и). \qquad (4.4.7)$$

Следовательно, оптимальная импульсная характеристика $l$-го фильтра будет иметь вид

$$g_{0l}(nT_и) = g_0 e^{-j(N-1-n)\psi_l}. \qquad (4.4.8)$$

Значение $g_0$ пропорционально амплитуде $y_0$ входного сигнала.

Комплексный полезный сигнал $\mathrm{v}_{cl}$ на выходе $l$-го фильтра в момент окончания пачки найдем на основании теоремы о свертке:

$$\mathrm{v}_{cl} = v_{1cl} + j v_{2cl} = \sum_{k=0}^{N-1} g_{0l}[(N-1)T_и - kT_и] \times$$
$$\times \mathrm{y}_{cl}(kT_и) = \sum_{k=0}^{N-1} g_0 e^{-jk\psi_l} y_0 e^{j(k\psi_l + \varphi_ц)} =$$
$$= \sum_{k=0}^{N-1} g_0 y_0 e^{j\varphi_ц} = N g_0 y_0 \cos\varphi_ц + j N g_0 y_0 \sin\varphi_ц. \qquad (4.4.9)$$

Для устранения неизвестной начальной фазы $\varphi_ц$ можно определить модуль $|\mathrm{v}_{cl}|$ комплексного цифрового сигнала $\mathrm{v}_{cl}$. Из (4.4.9) получаем

$$|v_{cl}| = N g_0 y_0. \qquad (4.4.10)$$

Следовательно, в фильтре произошло накопление $N$ импульсов пачки.

Чтобы устранить операцию извлечения корня, достаточно сравнить с порогом квадрат модуля сигнала, как это показано на рис. 4.11. Можно еще упростить схему, если заменить сумму квадратов суммой модулей

$$|N g_0 y_0 \cos \varphi_ц| + |N g_0 y_0 \sin \varphi_ц|.$$

Такие модульные обнаружители [84] достаточно просто реализуются в цифровых схемах, так как для вычисления модуля достаточно исключить знаковый разряд в полученном числе. Наконец, возможно сравнивать с порогом только наибольший из указанных модулей. В статье [21] показано, что использование таких экстремальных статистик дает существенный выигрыш в объеме оборудования, а при значительном размере анализируемых выборок проигрыш в сравнении с оптимальными схемами будет сравнительно небольшим.

Конструирование цифровых фильтров непосредственно по соотношениям (4.4.7) и (4.4.8) затруднено ввиду большого числа арифметических операций, которые должны выполняться в реальном времени. Поэтому изыскиваются приемлемые упрощения вычислительных процедур.

Соотношение (4.4.9) для некоторой произвольной числовой последовательности $\mathbf{y}_{пр}(nT_и)$ имеет вид

$$\mathbf{v}_{пр\,l} = g_0 \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{y}_{пр}(kT_и)\, e^{-\frac{2\pi}{N} lk} \qquad (4.4.11)$$

и с точностью до постоянного множителя $g_0$ совпадает с дискретным преобразованием Фурье (ДПФ) комплексного цифрового сигнала $\mathbf{y}_{пр}(nT_и)$. Другими словами, многофильтровый когерентный обнаружитель в вычислительном плане представляет устройство, выполняющее гармонический анализ числовой последовательности $\mathbf{y}_{пр}(nT_и)$, в результате которого определяются амплитуды сигналов с $l$-ми частотами, содержащимися в этой последовательности.

Продуктивность такого подхода к трактовке функционирования рассматриваемой схемы состоит в том, что к настоящему времени получены значительные теоретические результаты и аппаратурные проработки вычислений ДПФ по ускоренным алгоритмам, именуемым быстрым преобразованием Фурье (БПФ). Алгоритмы БПФ существенно уменьшают число арифметических операций при вычислениях по формуле (4.4.11), а следовательно, сокращают время вычисления [89]. Вместе с тем в [9] отмечается, что обработка радиолокационных сигналов в реальном времени по алгоритмам БПФ возможна лишь в специализированных вычислителях, построенных на основе многопроцессорных схем. В статье [114] приводится описание такого вычислителя, который обеспечивает выделение сигналов в 512-ти доплеровских фильтрах.

Процедура БПФ полностью отвечает алгоритму оптимальной системы обнаружения сигнала с неизвестными доплеровской ча-

стотой и начальной фазой. Здесь упрощение аппаратуры обнаружителя достигается лишь рационализацией самого процесса вычисления. Второе направление в разработке обнаружителей сигналов с неизвестной частотой состоит в упрощении алгоритма (4.4.11) за счет отхода от требований строгой оптимальности обнаружителя. В качестве одного из характерных примеров реализации этого направления можно указать на так называемые фазовые обнаружители [62, 84].

Считая, что разностная частота $F_ц$ сигнала неизвестна, обозначим его фазу через $\psi_{цn}$, т. е. примем

$$\psi_{цn} = 2\pi F_ц n T_и + \varphi_ц. \tag{4.4.12}$$

Тогда из (4.4.9) находим

$$v_{c\,l} = g_0 y_0 \left[ \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\psi_{ц\,k} - k\psi_l) + j \sum_{k=0}^{N-1} \sin(\psi_{ц\,k} - k\psi_l) \right]. \tag{4.4.13}$$

В фазовом обнаружителе решение о наличии сигнала принимается на основе анализа только его фазовых соотношений, т. е. с порогом сравнивается статистика

$$v'_{пр\,l} = \sqrt{\left[ \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\psi_{цk} - k\psi_l) \right]^2 + \left[ \sum_{k=0}^{N-1} \sin(\psi_{ц\,k} - k\psi_l) \right]^2}. \tag{4.4.14}$$

Будем считать, что в (4.4.14) фаза $\psi_{цk}$ сигнала искажена сопровождающими его шумами, не отмечая этого дополнительными индексами в обозначении фазы.

Вместо квадратного корня из суммы квадратов могут сравниваться с соответствующими порогами сама сумма квадратов, сумма модулей или наибольший из модулей, как об этом говорилось ранее при обсуждении схемы рис. 4.11. Такой подход несколько упрощает аппаратуру обнаружителя без существенного ухудшения характеристик обнаружения. Однако в любом случае обнаружитель должен формировать суммы косинусов и синусов выборочных значений фазовых сдвигов $\psi_{цk}$ принимаемых реализаций относительно фаз $k\psi_l$ опорного сигнала для тех же выборочных дискретов $k$. Основное упрощение аппаратуры в фазовых обнаружителях достигается благодаря применению квантования фаз на малое число уровней [84].

## 4.5. Автоматические обнаружители (автоматы захвата)

**1. Автоматические обнаружители РЛС и головок самонаведения при сопровождении одной цели.** В РЛС с НЧПИ производится захват цели по углам и дальности. Поэтому такая РЛС содержит два автоматических обнаружителя. Сначала РЛС переводится в режим автосопровождения по углам, а затем по дальности. Автоматический обнаружитель угломерного канала срабатывает от

принимаемых пачек импульсов, образующихся при поиске цели по углам. Благодаря стробированию приемника РЛС стробом дальности, положение которого задается оператором или автоматической системой целеуказания, на обнаружитель подаются сигналы лишь от одной цели. Поэтому накопитель автомата захвата в простейшем случае может быть выполнен в виде накопительного конденсатора, сопрягаемого с цепями заряда и разряда.

После захвата цели по углам последовательность импульсов, отраженных от сопровождаемой цели, поступает непрерывно с дискрета дальности, занимаемого целью. Для захвата цели по дальности при использовании аналогового дальномера, вводится поиск в пределах зоны поиска по дальности (ЗПД). В процессе поиска периодически изменяется напряжение дальности на выходе дальномера, а следовательно, и временное положение узкого строба дальности внутри ЗПД. Чтобы сократить время захвата цели, желательно уменьшать размеры $\tau_{зпд}$ этой зоны. Факторами, ограничивающими уменьшение ЗПД, являются: ошибки $\sigma_д$ целеуказания по дальности, скорость сближения $v_{сб}$ и период обзора $T_{об}$ пространства по углам; обычно выбирают

$$\tau_{зпд} = \frac{2}{c}(6\sigma_д + v_{сб} T_{об}). \qquad (4.5.1)$$

Здесь первое слагаемое характеризует максимально возможную ошибку системы целеуказания, а второе — смещение отметки цели на индикаторе дальности за один цикл обзора по углам.

Если в пределах ЗПД расположена цель, то при ее поиске по дальности на входе обнаружителя образуется пачка импульсов, число которых

$$N_д = \tau_{стр} t_{пд}/\tau_{зпд} T_и, \qquad (4.5.2)$$

где $\tau_{стр}$ — длительность строба дальности, а $t_{пд}$ — время прохода стробом дальности зоны поиска $\tau_{зпд}$.

Чтобы произошел захват цели, в обнаружителе должно быть накоплено не менее $N_{д0}$ импульсов. Число $N_{д0}$ определяется требуемой точностью измерения дальности. Подставляя в (4.5.2) вместо $N_д$ значение $N_{д0}$, найдем допустимое время $t_{пд}$ поиска:

$$t_{пд} = N_{д\,0} \tau_{зпд} T_и/\tau_{стр}. \qquad (4.5.3)$$

На практике $t_{пд}$ составляет от десятых долей до единиц секунды.

Схема автоматического обнаружителя канала дальности практически совпадает с аналогичной схемой угломерного канала. Применение цифрового дальномера совместно с цифровым многоканальным обнаружителем-измерителем исключает этап поиска цели. В РЛС с высокой частотой повторения импульсов к рассмотренным автоматическим обнаружителям добавляется обнаружитель канала измерения скорости сближения.

В импульсных РГС захват цели и перевод аппаратуры головки в режим автосопровождения производится, как правило, когда ра-

кета находится на подвеске. Для облегчения условий захвата с РЛС передаются команды целеуказания по углам, дальности или частоте повторения импульсов. Ошибки системы целеуказания по углам, которая обеспечивает синхронное перемещение антенн РЛС и РГС, невелики, и цель всегда оказывается в угле поля зрения РГС (в зоне пеленгационной характеристики угломера РГС). Поэтому дополнительный поиск по углам в радиолокационных головках не применяется. Целеуказание по дальности или частоте повторения импульсов достигается путем передачи от РЛС в автоселектор головки метки дальности, положение которой на оси времени соответствует задержке отраженного от цели сигнала. В автоматическом обнаружителе, содержащем схему поиска, происходит захват метки дальности, после чего стробирование приемника РГС осуществляется на такой временной задержке, где ожидается появление приходящего от цели сигнала. Когда интенсивность сигнала цели увеличивается до требуемого значения, автоматический обнаружитель срабатывает и переводит угломерный канал РГС и ее автоселектор в режим автосопровождения.

После пуска ракеты захват цели чаще всего сохраняется. Если по каким-либо причинам произошла потеря цели на траектории, то обнаружитель переводит РГС в режим поиска по дальности или частоте повторения импульсов. При этом в полуактивную РГС вводится канал синхронизации, который принимает сигналы станции подсвета цели и бланкирует (отключает) автоматический обнаружитель на время действия этих сигналов. Таким способом исключается возможность захвата проникающего сигнала.

В РГС, использующей непрерывный сигнал подсвета цели, применяется целеуказание по углам и скорости сближения. В таких РГС захват цели головкой всегда происходит после пуска ракеты. Поэтому этап поиска цели по доплеровской частоте оказывается неизбежным, так как даже при очень точной работе системы целеуказания при нахождении ракеты на подвеске происходит расстройка автоселектора за время выхода ракеты из зоны высокого уровня проникающего сигнала. Для систем полуактивного самонаведения с непрерывным сигналом подсвета цели очень актуальным является сокращение времени поиска, так как затягивание процесса поиска может привести к выходу цели из угла поля зрения антенны РГС и захват цели станет невозможным. Однако увеличение скорости поиска ухудшает характеристики обнаружения, поскольку сокращается время накопления сигнала в обнаружителе.

Частичное устранение противоречия между скоростью поиска и качеством обнаружения достигается применением, например, одного из вариантов процедуры последовательного обнаружения, реализуемого в так называемом двухэтапном обнаружителе [82]. На первом этапе выполняется быстрый поиск с малым временем накопления $t_{a1}$ и низким порогом в автоматическом обнаружителе. Когда накопленный сигнал превышает порог, поиск останавливается на фиксированное время $t_{a2}$ анализа второго этапа и соответ-

ственно повышается уровень порога в обнаружителе. Превышение второго порога означает, что остановка поиска была вызвана появлением сигнала. Происходит захват цели, т. е. головка переводится с помощью обнаружителя в режим автоматического сопровождения цели по углам и скорости сближения.

Если в результате анализа на втором этапе обнаружение не произошло, то поиск продолжается, так как его остановка была вызвана выбросом шума. Возможность остановки поиска шумами приводит к тому, что время поиска $t_{\text{пн}}$ оказывается случайной величиной, и для его оценки пользуются средним значением [82]

$$t_{\text{пн ср}} = \frac{\Delta F_{\text{дп}}}{v_{\text{п}}} (1 + n_{\text{л}} t_{\text{а2}}) \frac{2 - P_{\text{по}}}{2 P_{\text{по}}}. \quad (4.5.4)$$

Здесь $\Delta F_{\text{дп}} = F_{\text{дп м}} - F_{\text{дп min}}$ — диапазон поиска по частоте; $v_{\text{п}}$ [Гц/с] — скорость поиска по частоте; $n_{\text{л}}$ — среднее число ложных срабатываний обнаружителя в единицу времени; $P_{\text{по}}$ — вероятность правильного обнаружения.

Существует оптимальная скорость поиска, при которой $t_{\text{пн ср}}$ достигает минимума. Действительно, при малой скорости время $t_{\text{пн}}$ поиска увеличивается, а при большой скорости поиск затягивается из-за частых остановок, вызываемых ложным срабатыванием обнаружителя.

Показано [82], что оптимум не очень критичен и составляет

$$v_{\text{п 0}} = (0{,}05 \ldots 0{,}1)\, \Delta F^2_{\text{стр}}, \quad (4.5.5)$$

где $\Delta F_{\text{стр}}$ — полоса пропускания строба скорости в автоселекторе. Обычно величина $\Delta F_{\text{стр}}$ составляет 1...2 кГц [108]. Поэтому оптимальное значение скорости поиска составляет $v_{\text{по}} = 50 \ldots$ ...300 кГц/с.

В РГС с квазинепрерывным сигналом поиск по частоте Доплера дополняется поиском по дальности. Если реализуются последовательные процедуры поиска в том и другом канале, то время поиска, определяемое соотношением (4.5.4), должно быть увеличено в скважность раз.

Захват цели в тепловых и лазерных ГСН также выполняется с помощью автоматического обнаружителя. Особенность обнаружения цели в ТГС и ЛГС обусловлена малым углом поля зрения оптической системы этих головок, что заставляет применять наряду с целеуказанием по углам систему поиска (сканирования) по угловым координатам относительно угла, выдаваемого системой целеуказания. Обнаружитель содержит схему накопления сигнала и пороговое устройство.

**2. Автоматические обнаружители при сопровождении нескольких целей.** Наиболее известны два способа сопровождения нескольких целей с помощью одной РЛС: сопровождение на проходе и дискретное переключение луча антенны только на те цели, которые должны сопровождаться [55]. Достоинство первого способа в том, что сохраняется режим обзора при сопровождении, а следовательно, остается возможность обнаружения новых целей. Основной недостаток этого способа — большая дискретность в обновлении данных о сопро-

вождаемых целях. Второй способ сопровождения нескольких целей частично лишен этого недостатка, так как луч антенны направляется только на сопровождаемые цели. Наиболее просто он реализуется в РЛС с электрическим управлением лучом [3]. Недостатком такого способа является утрата контроля воздушной обстановки после перехода РЛС в режим сопровождения. Однако этот недостаток свойствен и РЛС автоматического сопровождения одной цели.

Дискретность поступления сигналов при сопровождении нескольких целей вызывает ряд особенностей в построении автоматических обнаружителей. За время получения отраженного от цели сигнала должно произойти обнаружение цели и измерение ее координат. Поэтому требуется рационально распределить сравнительно небольшое время $T_{обл}$ существования сигнала на интервал обнаружения и интервал измерения. Жесткий лимит на время обнаружения заставляет исключать режим поиска и вводить многоканальные схемы в автоматические обнаружители.

Если совместно с рассматриваемыми РЛС применяются ракеты с полуактивными РГС, то при работе РГС возникают те же задачи обнаружения сигнала и измерения координат цели по дискретным данным. Достаточно характерный пример решения подобных задач приведен в [77]. Там рассмотрена схема полуактивной РГС, работающей при непрерывном сигнале подсвета цели, когда РЛС сопровождает одну цель, и при таком же сигнале, но появляющемся периодически при сопровождении станцией нескольких целей. В последнем случае сигнал, принимаемый РГС, представляет собой посылки высокочастотных колебаний, которые в зависимости от числа целей, сопровождаемых РЛС, следуют с периодом $T_{об}=0{,}25...2$ с. Средний коэффициент заполнения этого периода составляет 5...20%. Принимаемый сигнал должен быть обнаружен, после чего автоматический обнаружитель подключает цепи измерения в автоселекторе и блоке углового сопровождения цели. По окончании сигнала этот же обнаружитель переводит измерительные системы в режим памяти.

Упрощенная структурная схема обнаружителя с сопрягаемыми устройствами показана на рис. 4.12. Сам автоматический обнаружитель обведен на схеме пунктирными линиями. Смеситель *См*, узкополосный усилитель промежуточной частоты *УУПЧ*, ограничитель *Огр*, частотный детектор *ЧД*, управитель и управляемый гетеродин *УГ* образуют схему автоселектора, который осуществляет автоматическое слежение за частотой Доплера. Детальный анализ схемы автоселектора проведен в гл. 5. Здесь же кратко поясняются принципы ее функционирования, что необходимо для понимания работы обнаружителя.

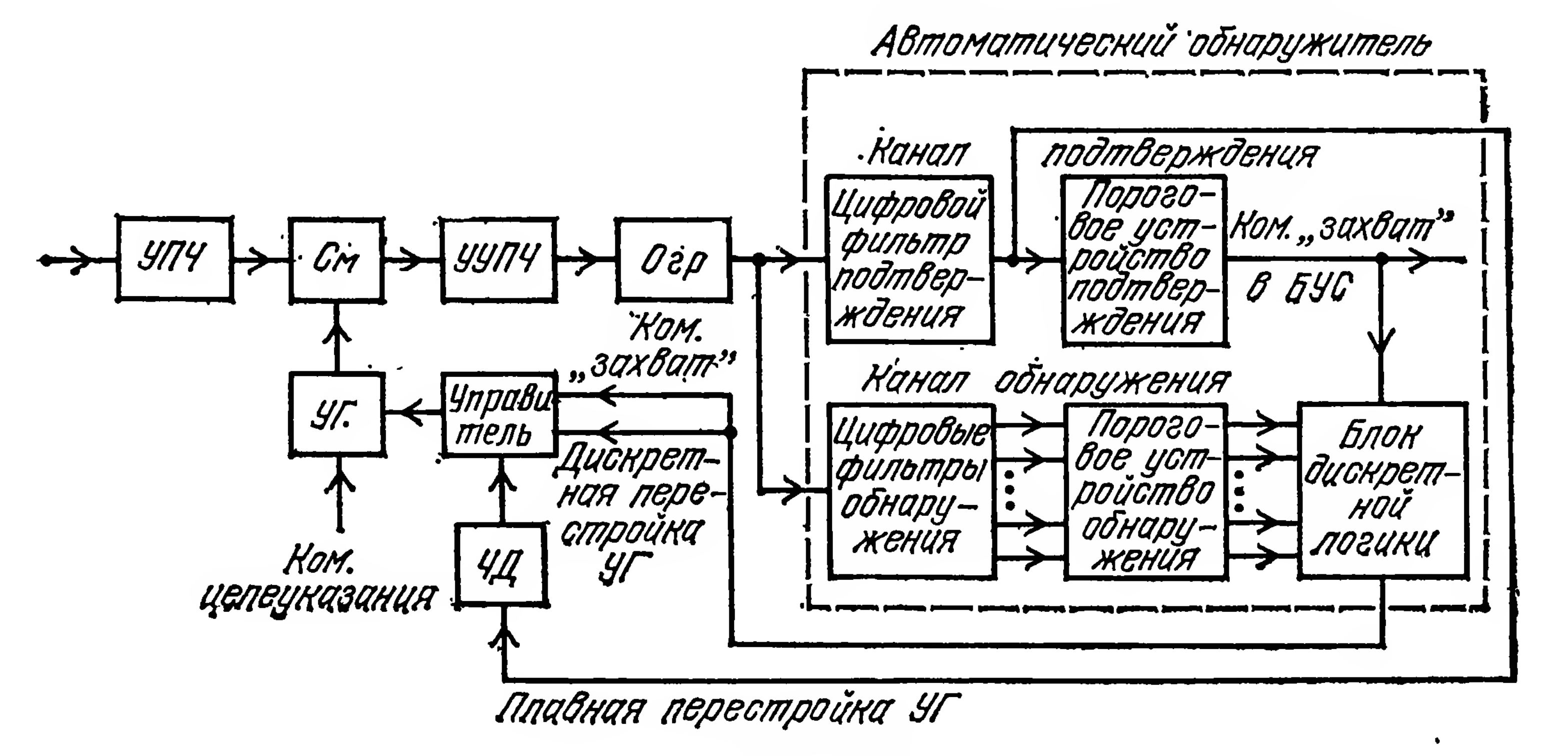



**Рис. 4.12**

Сигнал на смеситель *См* автоселектора поступает с *УПЧ* приемника *РГС*. Этот сигнал содержит доплеровское смещение частоты, обусловленное взаимным перемещением цели, ракеты и самолета со станцией подсвета цели. Взаимодействие принимаемого сигнала с напряжением *УГ* приводит к появлению на выходе *См* колебаний с частотой $f_{пр}$. В режиме слежения за доплеровским сигналом эта частота близка к частоте $f_{пр0}$ настройки *УУПЧ*. Полоса пропус-

кания *УУПЧ* составляет $\Delta f_{пр}=6$ кГц вместо двухкилогерцовой полосы, обычно используемой в головках с непрерывным сигналом подсвета цели. Необходимость расширения полосы при дискретном поступлении сигнала вызвана тем, что маневр цели между дискретами может вызвать потерю цели, если принять $\Delta f_{пр}=2$ кГц.

Предварительная настройка автоселектора производится по сигналам целеуказания от *РЛС*, под действием которых изменяется частота *УГ* так, чтобы сигнал сопровождаемой цели оказывался в полосе пропускания *УУПЧ*.

Сигнал с выхода *УУПЧ* через ограничитель поступает на *ЦФ* обнаружения, представляющие собой гребенку из 30 фильтров с полосой пропускания 200 Гц каждый (рис. 4.13,*а*), и на *ЦФ* подтверждения, настроенный на частоту $f_{про}$ (рис. 4.13,*б*). Полоса пропускания *ЦФ* подтверждения также равна 200 Гц. Набор фильтров в канале обнаружения представляет собой, по существу, накопительное устройство многоканального когерентного обнаружителя, описанного в § 4.4.

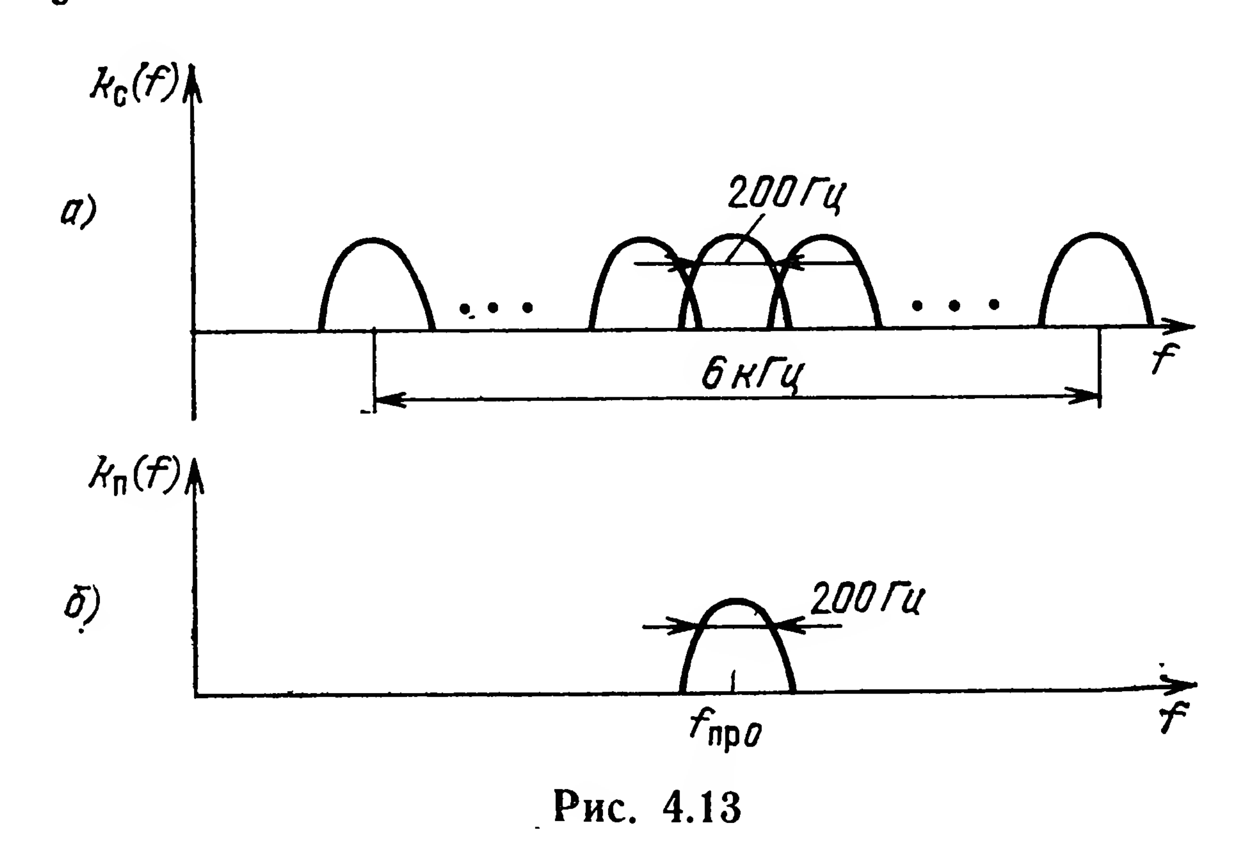



Рис. 4.13

В течение первых 50 мс принятый сигнал накапливается в том фильтре обнаружения, в котором он появился. Если сигнал после накопления превышает порог, то в блоке дискретной логики вырабатывается постоянное управляющее напряжение, значение которого зависит от номера фильтра обнаружения. Воздействуя через управитель на *УГ*, это напряжение так меняет частоту последнего, что частота колебаний на выходе *См* становится равной $f_{про}$ и сигнал цели попадает в *ЦФ* подтверждения. При достаточной интенсивности принимаемого сигнала превышается порог в канале подтверждения и вырабатывается команда захвата. По этой команде замыкается цепь плавной подстройки *УГ* в автоселекторе и цепи блока углового сопровождения (*БУС*) и осуществляется сопровождение цели по углам и скорости сближения.

После пропадания сигнала обнаружитель переводит каналы измерения в режим памяти, при котором фиксируется частота *УГ* и запоминается направление на цель. Таким образом, рассмотренный обнаружитель обеспечивает беспоисковое обнаружение сигнала в каждом цикле облучения цели.

# ГЛАВА ПЯТАЯ

# *Радиоэлектронные измерители дальности и ее производных*

## 5.1. Основные положения теории оптимального измерения дальности и ее производных

Обнаружение целей и грубое измерение их координат, осуществляемые в обнаружителе-измерителе, позволяют отселектировать цели и подать в каждый канал многоканального радиоэлектронного измерителя (РЛС, теплопеленгатора и ГСН ракет) сигналы только от одной цели. Точность измерения такого измерителя на один-два порядка выше, чем обнаружителя-измерителя [7]. Благодаря селекции целей можно условно считать, что на вход приемного тракта измерителя поступает сигнал $u_c[t, \mathbf{x}(t)]$ только от одной цели. Этот сигнал сопровождается шумовым напряжением $u_ш(t)$. Поэтому принимаемая реализация $u_{пр}(t)$, которая должна обрабатываться в измерителе, задается соотношением

$$u_{пр}(t)=u_c[t, \mathbf{x}(t)]+u_ш(t). \qquad (5.1.1)$$

Здесь $\mathbf{x}(t)$ — вектор-функция измеряемых параметров; составляющими его применительно к измерению дальности и ее производных по времени являются дальность, скорость сближения, ускорение сближения.

Полезный сигнал связан с измеряемыми параметрами в общем случае нелинейной зависимостью, структура которой определяется видом сигнала (непрерывный, импульсный и т. д.) и способом кодирования параметра в сигнале. В оптимальном измерителе получается оценка $\hat{\mathbf{x}}(t)$ процесса $\mathbf{x}(t)$, имеющая минимальную среднеквадратическую ошибку (СКО) воспроизведения. Если измеряемый векторный процесс $\mathbf{x}(t)$ связан с сигналом нелинейно, то синтез измерителя выполняется на основе теории нелинейной оптимальной фильтрации [113], в противном случае пользуются рекомендациями теории оптимальной линейной фильтрации [25, 100].

В большинстве практически важных применений оптимальные измерители, синтезированные на основе указанных выше теорий, можно разделить на две части: практически безынерционный дискриминатор (в общем случае нелинейный) и линейные фильтрующие цепи [31]. В дискриминаторе осуществляется «извлечение» оцениваемого процесса $\mathbf{x}(t)$ из сигнала $u_c[t, \mathbf{x}(t)]$, а фильтрация этого процесса от шумов производится в линейных сглаживающих цепях. Поэтому процедура синтеза измерителя может выполняться в два этапа. Сначала синтезируется дискриминатор, а затем сглаживающие цепи (фильтр). При последовательном применении теории нелинейной фильтрации упомянутое разделение измерителя на две части следует из этой теории, если аппроксимиро-

вать апостериорную плотность распределения вероятностей смеси $u_{\text{пр}}(t)$ многомерным гауссовским распределением [113].

В виду широкополосности дискриминатора время обработки в нем напряжения $u_{\text{пр}}(t)$ существенно меньше времени корреляции процесса $\mathbf{x}(t)$. Поэтому на интервале обработки можно считать $\mathbf{x}=\text{const}$ и использовать для синтеза дискриминатора теорию оценки параметров. В качестве критерия, на основе которого синтезируется дискриминатор, удобно принять максимум функции правдоподобия (МФП). Для большинства практически важных приложений оценка МФП является асимптотически эффективной, т. е. обладает минимальной дисперсией. Это согласуется с принятым ранее критерием минимума СКО для измерителя в целом.

Для формирования функции правдоподобия заменим непрерывную реализацию $u_{\text{пр}}(t)$ совокупностью точек (вектором $\mathbf{u}_{\text{пр}}$), характеризующих значения $u_{\text{пр}}(t)$ в дискретные моменты времени $t_1, t_2, ..., t_m$. Максимум функции правдоподобия $p_1(\mathbf{u}_{\text{пр}}/\mathbf{x})$ находят в результате решения уравнения правдоподобия:

$$\nabla_x p_1(\mathbf{u}_{\text{пр}}/\mathbf{x})=0, \tag{5.1.2}$$

где

$\nabla_x=\left\{\frac{\partial}{\partial x_1},\ldots,\frac{\partial}{\partial x_n}\right\}$ — оператор градиента по компонентам вектора $\mathbf{x}$.

Поскольку шумы аддитивны, удобно ввести статистику $\Lambda(\mathbf{x})$, именуемую логарифмом отношения правдоподобия

$$\Lambda(\mathbf{x})=\ln(p_1(\mathbf{u}_{\text{пр}}/\mathbf{x})/p_0(\mathbf{u}_{\text{пр}})). \tag{5.1.3}$$

Здесь $p_0(\mathbf{u}_{\text{пр}})$ — функция правдоподобия при отсутствии полезного сигнала в принимаемой реализации. Тогда уравнение правдоподобия (5.1.2) переходит в

$$\nabla_x\Lambda(\mathbf{x})=0. \tag{5.1.4}$$

Отметим схожесть статистик, используемых при обнаружении сигнала и оценке его параметров. В обоих случаях оптимальное устройство обработки формирует отношение правдоподобия, но при обнаружении оно сравнивается с порогом (4.2.3), а при оценке параметров находится его максимум. Если условия приема одинаковые, т. е. принимаемый сигнал и сопровождающие его шумы одни и те же, то при обнаружении и при оценке параметров приемный тракт, в котором формируется отношение правдоподобия, будет общим. Различными будут лишь оконечные элементы: при обнаружении устанавливается пороговое устройство (ПУ), а при оценке параметров — устройство определения максимума $\Lambda(\mathbf{x})$.

Для практически важных случаев точное аналитическое решение уравнений (5.1.2) и (5.1.4) найти не удается. Поэтому применяются приближенные методы (различные модификации градиентного метода, метод Ньютона, рекуррентные методы и т. д.) [95]. Процедура решения уравнений (5.1.2) и (5.1.4), полученная тем

или иным методом, представленная в виде некоторого устройства, определит структуру оптимального дискриминатора.

Наиболее часто приближенное решение уравнений правдоподобия находят при параболической аппроксимации функций $p_1(\mathbf{u}_{пр}/\mathbf{x})$ или $\Lambda(\mathbf{x})$ вблизи их максимальных значений [25]:

$$\Lambda(\mathbf{x}) \simeq \Lambda(\hat{\mathbf{x}}) + (\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}})^{\mathrm{т}} \nabla_x \Lambda(\hat{\mathbf{x}}) + \\ + \frac{1}{2}(\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}})^{\mathrm{т}} \nabla_x \nabla_x^{\mathrm{т}} \Lambda(\hat{\mathbf{x}})(\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}}). \quad (5.1.5)$$

В качестве опорных величин $\hat{\mathbf{x}}$ измеряемых параметров, относительно которых строится аппроксимация, принимаются поступающие по цепи обратной связи на дискриминатор результаты измерений следящих систем измерителей. Величины $\hat{\mathbf{x}}$ близки к истинным значениям параметров и максимально правдоподобным оценкам $\mathbf{x}_{мп}$. Подставляя (5.1.5) в (5.1.4) и разрешая полученное выражение относительно $\mathbf{x}$, находим

$$\mathbf{x}_{мп} = \hat{\mathbf{x}} - [\nabla_x \nabla_x^{\mathrm{т}} \Lambda(\hat{\mathbf{x}})]^{-1} \nabla_x \Lambda(\hat{\mathbf{x}}). \quad (5.1.6)$$

Следовательно, для формирования оценок максимального правдоподобия необходимо к $\hat{\mathbf{x}}$ добавить поправку, определяемую вторым слагаемым в правой части соотношения (5.1.6). Эта поправка вырабатывается дискриминатором. Оценка, близкая к максимально правдоподобной [25], будет, если в качестве выходного эффекта дискриминатора принять

$$\mathbf{y}_k = \nabla_x \Lambda(\hat{\mathbf{x}}). \quad (5.1.7)$$

Индекс «$k$» указывает, что поправка формируется в некотором произвольном $k$-м цикле измерения. В общем случае зависимость $\mathbf{y}_к$ от $\hat{\mathbf{x}}$ является нелинейной. Если рассматривать небольшие отклонения измеряемых параметров от их истинных значений $\mathbf{x}_{ист}$, то, заменяя правую часть (5.1.7) первыми двумя членами степенного ряда, образованного при разложении $\nabla_x \Lambda(\hat{\mathbf{x}})$ относительно $\mathbf{x}_{ист}$, получим линеаризированное уравнение дискриминатора

$$\mathbf{y}_k = \nabla_x \Lambda(\mathbf{x}_{ист}) + \nabla_x \nabla_x^{\mathrm{т}} \Lambda(\mathbf{x}_{ист})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}_{ист}). \quad (5.1.8)$$

Дискриминационная характеристика при $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}_{ист}$ равна нулю, поэтому первое слагаемое в выражении (5.1.8) характеризует многомерный дискретный шум $\boldsymbol{\eta}$ на выходе дискриминатора, т. е.

$$\nabla_x \Lambda(\mathbf{x}_{ист}) = \boldsymbol{\eta}. \quad (5.1.9)$$

Множитель $\nabla_x \nabla_x^{\mathrm{т}} \Lambda(\mathbf{x}_{ист})$ в (5.1.8) определяет текущую точность $k$-го замера и может быть отождествлен со значением матричного коэффициента передачи дискриминатора в $k$-м цикле измерений

$$\mathbf{k}_{дk} = -\nabla_x \nabla_x^{\mathrm{т}} \Lambda(\mathbf{x}_{ист}). \quad (5.1.10)$$

Вводя новые обозначения, получим

$$\mathbf{y}_k = \eta + \mathbf{k}_{\text{д}k} (\mathbf{x}_{\text{ист}} - \hat{\mathbf{x}}). \quad (5.1.11)$$

Если пересчитать вектор шумов $\eta$ к входу дискриминатора, то будем иметь

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{k}_{\text{д}k} (\mathbf{x}_{\text{ист}} + \xi - \hat{\mathbf{x}}) = \mathbf{k}_{\text{д}k} (\mathbf{z} - \hat{\mathbf{x}}). \quad (5.1.12)$$

Здесь $\mathbf{z} = \mathbf{x}_{\text{ист}} + \xi$ — искаженные шумами измеряемые параметры; $\xi = \mathbf{k}_{\text{д}k}^{-1} \eta$ — вектор шумов на входе дискриминатора. В дальнейшем для упрощения записей индекс «ист» у истинных значений измеряемых параметров будет опускаться.

Переход от дискретного представления входного сигнала и связанных с ним статистик к континуальным аналогам не вызывает формальных трудностей предельного перехода, так как всюду был **использован** логарифм отношения правдоподобия, а не сама функция правдоподобия. Континуальным аналогом логарифма отношения правдоподобия является функционал $L(\mathbf{x})$, который при приеме сигнала в коррелированных шумах выражается соотношением [116]

$$L(\mathbf{x}) = \int_{t_k}^{t_k+T_{\text{н}}} \int_{t_k}^{t_k+T_{\text{н}}} u_{\text{пр}}(t) Q(t, \tau) u_{\text{с}}(\tau, \mathbf{x}) \, dt \, d\tau - \frac{1}{2} \int_{t_k}^{t_k+T_{\text{н}}} \int_{t_k}^{t_k+T_{\text{н}}} u_{\text{с}}(t, \mathbf{x}) Q(t, \tau) u_{\text{с}}(\tau, \mathbf{x}) \, dt \, d\tau. \quad (5.1.13)$$

Здесь $Q(t, \tau)$ — функция, определяемая соотношением (4.2.12), а $T_{\text{н}}$ — время, за которое происходит усреднение сигнала на выходе дискриминатора в $k$-м промежутке обработки (наблюдения). Значение $T_{\text{н}}$ практически выбирается так, чтобы величина его была существенно меньше времени корреляции измеряемых параметров $\mathbf{x}(t)$, но достаточной для сглаживания высокочастотных составляющих обрабатываемого сигнала. При импульсном сигнале величина $T_{\text{н}}$ часто выбирается равной периоду повторения импульсов $T_{\text{и}}$.

Если шумы $u_{\text{ш}}(t)$, сопровождающие сигнал, белые с односторонней спектральной плотностью $G_{\text{ш}}(\omega) = G_0$, то

$$Q(t, \tau) = \frac{2}{G_0} \delta(t - \tau) \quad \text{и} \quad L(\mathbf{x}) = \frac{2}{G_0} \int_{t_k}^{t_k+T_{\text{н}}} u_{\text{пр}}(t) u_{\text{с}}(t, \mathbf{x}) \, dt - \frac{1}{G_0} \int_{t_k}^{t_k+T_{\text{н}}} u_{\text{с}}^2(t, \mathbf{x}) \, dt. \quad (5.1.14)$$

Выходной эффект дискриминатора $\mathbf{y}(t)$ при непрерывном наблюдении связан с вектором $\mathbf{y}_k$ соотношением

$$\mathbf{y}_к = \int_{t_k}^{t_k+T_н} \mathbf{y}(t)\,dt. \tag{5.1.15}$$

Если кодировка измеряемых параметров $\mathbf{x}$ в принимаемой смеси сигнала с шумом такова, что матрица $\mathbf{k}_{дk}$ диагональна (именно этот практически наиболее интересный случай будет рассматриваться в дальнейшем), то связь векторного коэффициента передачи дискриминатора $\mathbf{k}_д(t)$ при непрерывном наблюдении с его дискретным прототипом $\mathbf{k}_{дk}$ задается формулой

$$\mathbf{k}_{дk} = \int_{t_k}^{t_k+T_н} \mathbf{k}_д(t)\,dt. \tag{5.1.16}$$

Введем обозначения

$$l(t, \mathbf{x}) = \int_{t_k}^{t_k+T_н} u_{пр}(t)\,Q(t, \tau)\,u_с(\tau, \mathbf{x})\,d\tau - \frac{1}{2}\int_{t_к}^{t_к+T_н} u_с(t, \mathbf{x})\,Q(t, \tau)\,u_с(\tau, \mathbf{x})\,d\tau \tag{5.1.17}$$

при приеме сигнала в коррелированном шуме и

$$l(t, \mathbf{x}) = \frac{2}{G_0} u_{пр}(t)\,u_с(t, \mathbf{x}) - \frac{1}{G_0} u_с^2(t, \mathbf{x}) \tag{5.1.18}$$

при белых шумах.

Сопоставления выражений (5.1.7), (5.1.10) и (5.1.13)—(5.1.18) дают следующие формулы для вычисления вектор-функции выходных сигналов многомерного дискриминатора:

$$\mathbf{y}(t) = \nabla_x l(t, \mathbf{x})\Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}}. \tag{5.1.19}$$

Для линейных участков дискриминационных характеристик будем иметь

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{k}_д[\mathbf{z}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)]. \tag{5.1.20}$$

Крутизны дискриминационных характеристик $\mathbf{k}_д$ многомерного дискриминатора определяются соотношением [25]

$$\mathbf{k}_д = M\{\widetilde{-\nabla_x \nabla_x^т l(t, \mathbf{x})}\}, \tag{5.1.21}$$

где волнистая черта обозначает усреднение по времени.

При реализации синтезированного дискриминатора и измерителя в целом полученные математические соотношения должны моделироваться с помощью конкретных физических величин (токов или напряжений) и устройств. Поэтому необходимо согласо-

вать размерности статистик, используемых при синтезе, и моделирующих их сигналов. Так, функционал логарифма отношения правдоподобия, отображающий выходной эффект согласованного приемника, безразмерен, а выходная статистика дискриминатора $\mathbf{y}(t)$ имеет размерность единицы, деленной на произведение размерностей измеряемого параметра и времени. При аналоговом моделировании сигналы на выходах обоих устройств должны иметь размерность токов или напряжений, а при цифровой реализации дискриминатора отображаться безразмерными числами. Согласование размерностей достигается путем введения в полученные выше формулы размерных коэффициентов. Такое согласование можно проводить на каждом этапе синтеза (т. е. на этапах синтеза приемника, дискриминатора и измерителя в целом) или осуществить согласование только на этапе синтеза измерителя в целом, оставив при этом за статистиками $L(\mathbf{x})$ и $\mathbf{y}(t)$ наименование «сигнал» на выходе приемника и дискриминатора соответственно. Первый путь представляется более последовательным, но неудобство его состоит в том, что формулы «обрастают» коэффициентами и становятся малонаглядными, причем коэффициенты будут различными при аналоговом и цифровом моделировании. Поэтому в дальнейшем изложении будет использован второй подход согласования размерностей. Термин «сигнал» для указанных выше статистик сохраняется за неимением более удобного краткого эквивалента этому понятию.

Для оптимального многомерного дискриминатора доказывается [25], что матрица крутизн дискриминационных характеристик $\mathbf{k}_д$ является обратной матрице двусторонних спектральных плотностей $\mathbf{S}_\xi$ вектора шумов $\xi(t)$ на входе дискриминатора, т. е.

$$\mathbf{S}_\xi = 0{,}5\,\mathbf{G}_\xi = \mathbf{k}_д^{-1}. \qquad (5.1.22)$$

Здесь $\mathbf{G}_\xi$ — матрица односторонних спектральных плотностей вектора шумов $\xi(t)$.

Подводя итог сказанному относительно синтеза дискриминатора, отметим, что структура оптимального дискриминатора находится на основании соотношений (5.1.19) и (5.1.20), а спектральная плотность шумов на входе, характеризующая точность его работы, определяется выражениями (5.1.21) и (5.1.22). В [25] приведено большое количество примеров реализаций оптимальных дискриминаторов для различных видов сигналов и способов кодировки измеряемых параметров в этих сигналах.

Синтез сглаживающих цепей оптимального измерителя может быть выполнен на основании процедур Винера или Калмана. Первая процедура используется в книге [25]. Кратко ее содержание сводится к следующему. Многомерный следящий измеритель, представленный на рис. 5.1, *а*, содержит дискриминатор с матричным коэффициентом передачи $\mathbf{k}_д(t)$ и многомерный сглаживающий фильтр с импульсной характеристикой $\mathbf{g}(t, \tau)$. Так как рассматриваемая схема линейна, ее несложно преобразовать к виду, показанному на рис. 5.1, *б*. Здесь импульсная характеристика $\mathbf{g}_з(t, \tau)$

замкнутой системы, связывающая векторы $\mathbf{z}(t)$ и $\hat{\mathbf{x}}(t)$, определяется соотношением

$$\mathbf{g}_з(t, \tau) = \mathbf{g}_1(t, \tau)\,\mathbf{k}_д(t). \qquad (5.1.23)$$

Вспомогательная функция $\mathbf{g}_1(t, \tau)$ представляет собой нормированную относительно $\mathbf{k}_д(t)$ импульсную характеристику замкнутой системы.

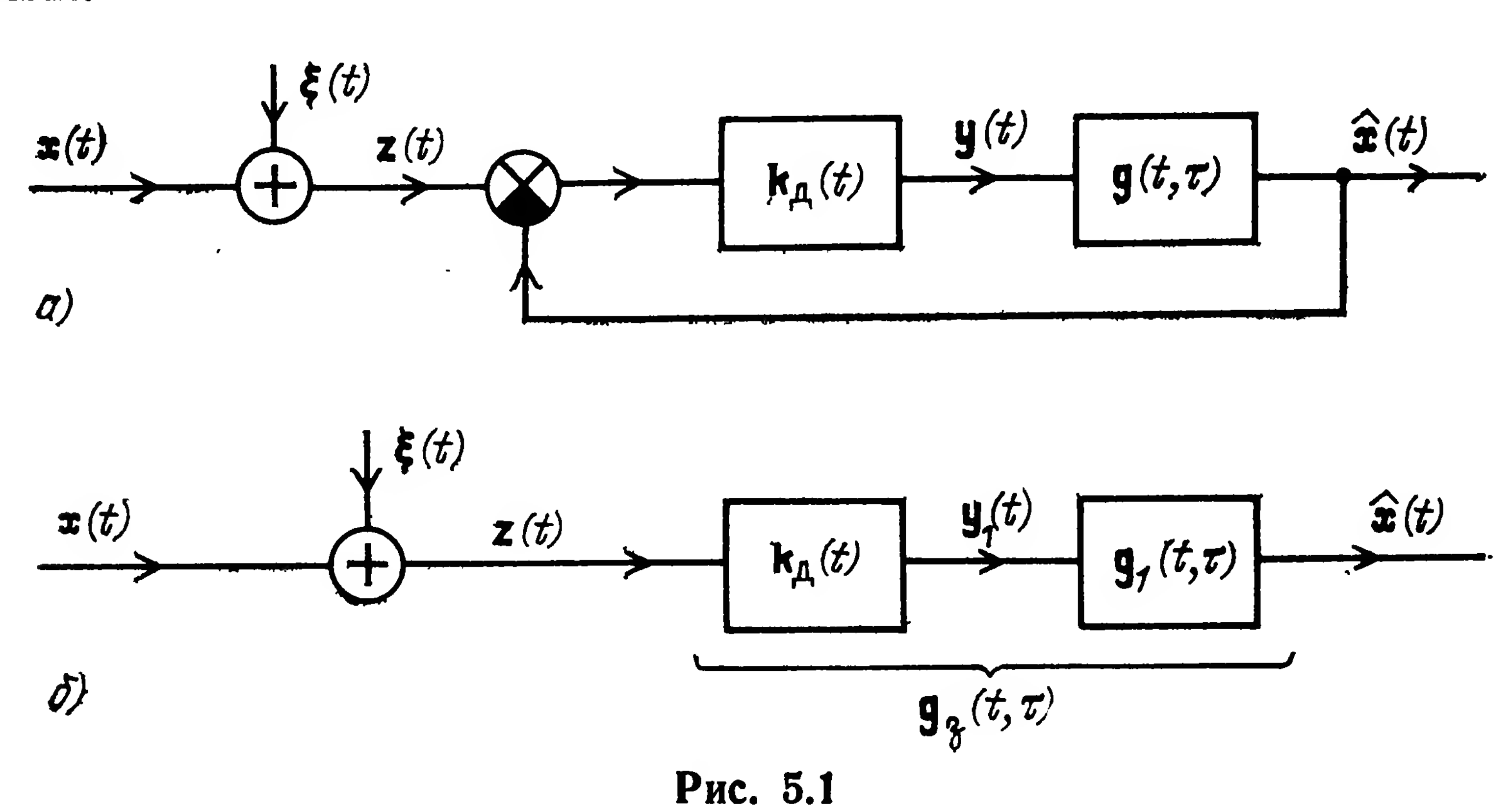



Рис. 5.1

Выполняя формальные преобразования, связанные с переходом от рис. 5.1, *а* к рис. 5.1, *б*, нетрудно найти соотношение, определяющее связь импульсных характеристик $\mathbf{g}(t, \tau)$, $\mathbf{g}_1(t, \tau)$ и матричного коэффициента $\mathbf{k}_д(t)$:

$$\mathbf{g}_1(t, \tau) + \int_{\tau}^{t} \mathbf{g}_1(t, \sigma)\,\mathbf{k}_д(\sigma)\,\mathbf{g}(\sigma, \tau)\,d\sigma = \mathbf{g}(t, \tau). \qquad (5.1.24)$$

Оценки $\hat{\mathbf{x}}(t)$, получаемые на основании

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \int_{0}^{t} \mathbf{g}_з(t, \tau)\,\mathbf{z}(\tau)\,d\tau = \int_{0}^{t} \mathbf{g}_1(t, \tau)\,\mathbf{k}_д(\tau)\,\mathbf{z}(\tau)\,d\tau, \qquad (5.1.25)$$

будут иметь минимальные дисперсии в каждом канале измерения, если импульсная характеристика $\mathbf{g}_1(t, \tau)$ находится в результате решения уравнения Винера—Хопфа

$$\mathbf{g}_1(t, \tau) + \int_{0}^{t} \mathbf{g}_1(t, \sigma)\,\mathbf{k}_д(\sigma)\,\mathbf{R}_x(\sigma, \tau)\,d\sigma = \mathbf{R}_x(t, \tau), \qquad (5.1.26)$$

где $\mathbf{R}_x(t, \tau)$ — корреляционная матрица многомерного процесса $\mathbf{x}(t)$.

Совместное решение уравнений (5.1.23) и (5.1.26) позволяет найти оптимальную импульсную характеристику $\mathbf{g}_{з0}(t, \tau)$ замкнутой системы. Далее для реализации оптимального измерителя необходимо выполнить переход от импульсной характеристики $\mathbf{g}_{з0}(t, \tau)$ к системе дифференциальных уравнений, которыми опи-

сываются процессы в оптимальном измерителе. В принципе такой переход всегда возможен, но он связан с громоздким вычислением. Отмеченное обстоятельство, наряду со сложностями решения интегрального уравнения (5.1.26), обусловили переход к синтезу сглаживающих цепей, выполняемому на основе теории калмановской фильтрации.

Структуру сглаживающих цепей измерителя при калмановской процедуре фильтрации найдем путем перехода от винеровского фильтра к фильтру Калмана [100]. Будем считать, что вектор-функция измеряемых параметров $\mathbf{x}(t)$ вырабатывается формирующим фильтром в соответствии с выражением (3.4.26). Процесс на входе дискриминатора описывается выражением (3.4.27), где матрица $\mathbf{H}$ показывает, какие составляющие вектор-функции $\mathbf{x}(t)$ измеряются. Отметим, что шумы можно считать белыми, даже если на вход приемного устройства оптимального дискриминатора поступает сигнал в смеси с коррелированным шумом $u_{\text{ш}}(t)$, так как оптимальный приемник должен содержать режекторный фильтр, который «отбеливает» шум $u_{\text{ш}}(t)$ (см., например, § 4.3, п. 4).

В [100] показано, что для принятых входных воздействий матрица импульсных характеристик $\mathbf{g}_{\text{з}0}(t, \tau)$ оптимального винеровского фильтра связана с параметрами формирующего фильтра соотношением

$$\frac{\partial \mathbf{g}_{\text{з}0}(t, \tau)}{\partial t} + [\mathbf{g}_{\text{з}0}(t, t)\mathbf{H} - \mathbf{F}]\,\mathbf{g}_{\text{з}0}(t, \tau) = 0, \qquad (5.1.27)$$

а уравнение калмановского фильтра записывается в виде

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{g}_{\text{з}0}(t, t)(\mathbf{z} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}). \qquad (5.1.28)$$

Сопоставление выражений (5.1.28), (5.1.23), (3.4.28) и (3.4.21) показывает, что

$$2\,\mathbf{D}_{\Delta x}\mathbf{H}^{\text{т}}\mathbf{G}_{\xi}^{-1} = \mathbf{g}_1(t, t)\,\mathbf{k}_{\text{д}}. \qquad (5.1.29)$$

Учитывая (5.1.22) и физический смысл матрицы $\mathbf{H}$, можно считать, что матрица $\mathbf{g}_1(t, t)$ совпадает с матрицей дисперсий $\mathbf{D}_{\Delta x}$ ошибок измерения процесса $\mathbf{x}(t)$. Это соответствует ее определению в винеровском фильтре [25].

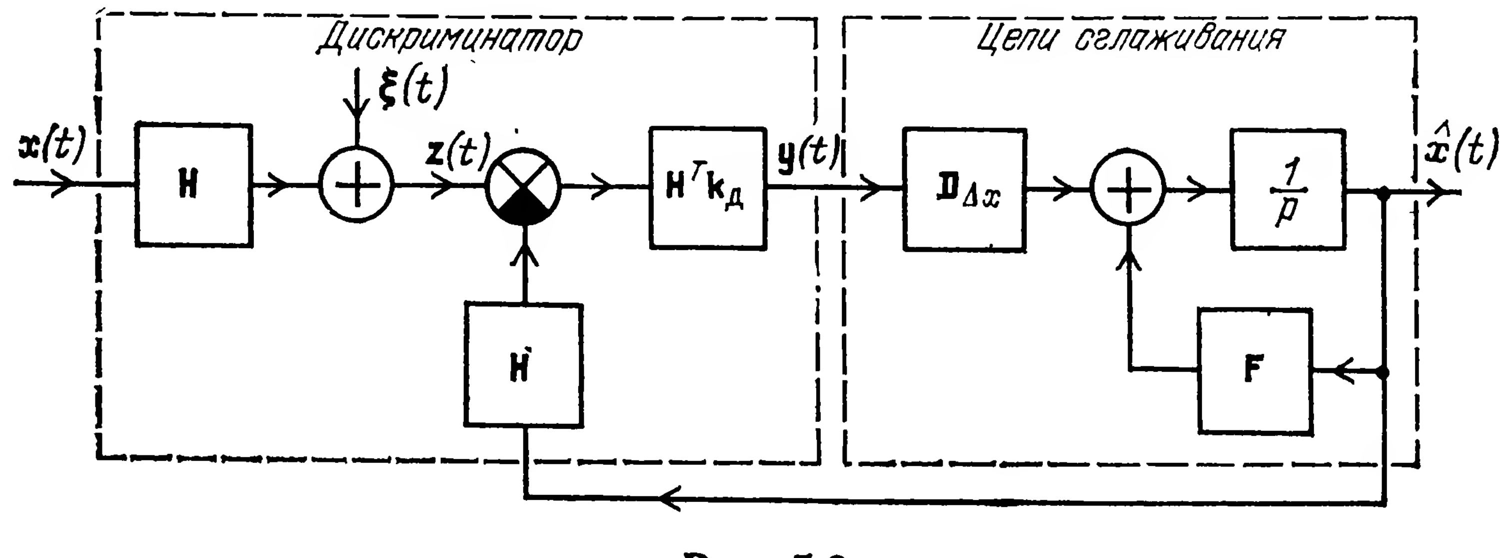



Рис. 5.2

Если включить матрицы **H** в состав дискриминатора, то структурную схему многомерного измерителя можно представить в форме, показанной на рис. 5.2. На основании этой структурной схемы уравнение дискриминатора следует записать в виде

$$\mathbf{y}(t)=\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{k}_{\text{д}}[\mathbf{z}(t)-\mathbf{H}\widehat{\mathbf{x}}(t)] \tag{5.1.30}$$

или

$$\mathbf{y}(t)=\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{k}_{\text{д}}[\mathbf{H}\mathbf{x}(t)+\boldsymbol{\xi}(t)-\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}(t)]$$

и уравнение сглаживающих цепей как

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t)=\mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}(t)+\mathbf{D}_{\Delta\mathbf{x}}\mathbf{y}(t). \tag{5.1.31}$$

Уравнения (5.1.30) и (5.1.31) полностью соответствуют выражению (3.4.28). Соотношение (5.1.30) показывает, что в дискриминаторе производится сравнение вновь поступающих данных $\mathbf{z}(t)$ с измеренным значением $\widehat{\mathbf{x}}(t)$ процесса $\mathbf{x}(t)$ и преобразование результатов сравнения в соответствии с матричным коэффициентом передачи $\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{k}_{\text{д}}$.

Для иллюстрации изложенной методики синтеза сглаживающих цепей оптимального измерителя рассмотрим пример комплексного измерителя дальности и скорости сближения при условии, что параметры дискриминаторов заданы. Этот пример имеет и самостоятельное значение, так как на его основе будет получена базовая структурная схема, на которую в последующем будут делаться ссылки [25].

Предположим, что формирующий фильтр состоит из двух интеграторов, включенных последовательно. На вход первого интегратора подается белый шум $\xi_a$ со спектральной плотностью $G_a$ (рис. 5.3). Выход первого интегратора будем отождествлять со

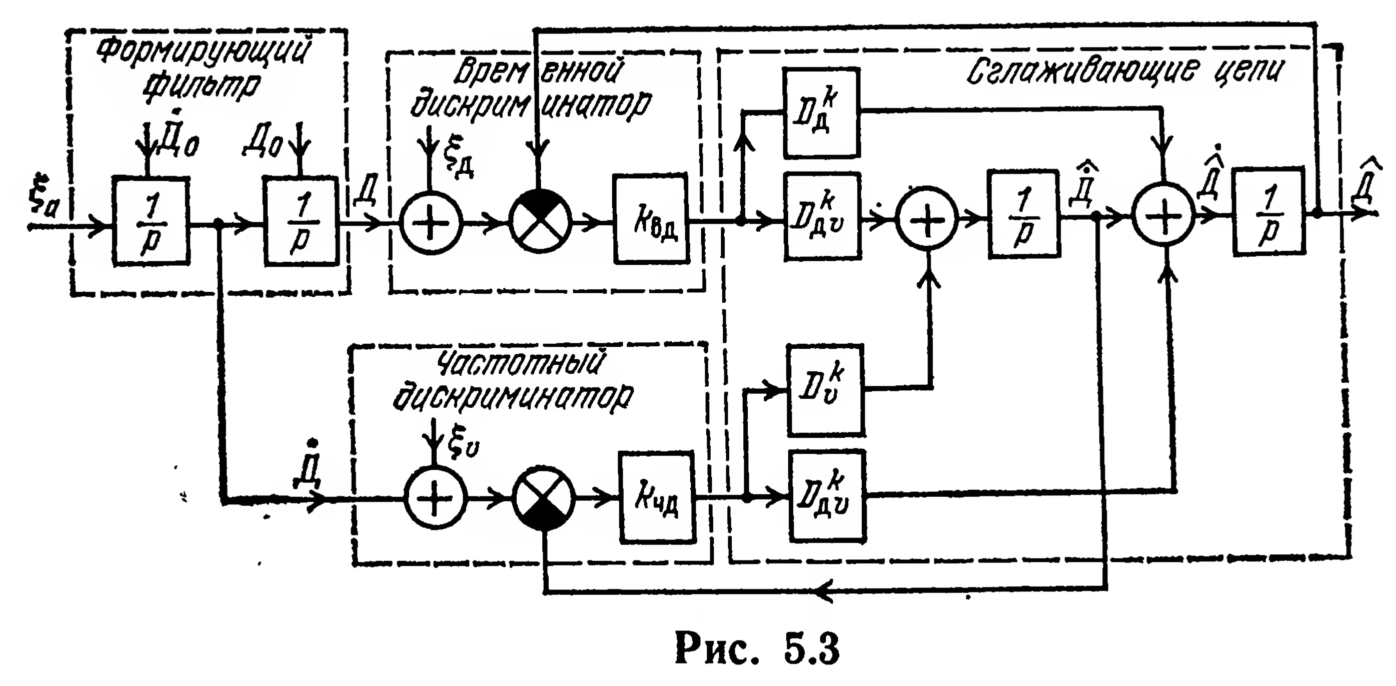



Рис. 5.3

скоростью $\dot{Д}(t)$, а выход второго с дальностью $Д(t)$. Значения $Д_0$ и $\dot{Д}_0$ отображают начальные условия по дальности и скорости сближения.

Обоснование выбора априорной информации, определяющей структуру формирующего фильтра, представляет самостоятельную и достаточно сложную задачу, решение которой выходит за рамки

данной книги. Часто правильность принятой модели входного воздействия проверяется практикой, т. е. удовлетворительной работоспособностью полученных в результате синтеза измерителей при разнообразных условиях их применения. Критерий практики был положен в основу выбора упомянутого выше формирующего фильтра. Как будет ясно из дальнейшего, принятая модель входных воздействий приводит в результате синтеза к таким структурным схемам измерителей, которые находят широкое применение.

Временной дискриминатор реагирует на запаздывание отраженного от цели сигнала. Его коэффициент передачи $k_{\text{вд}}$ связан со спектральной плотностью $G_{\text{д}}$ шума $\xi_{\text{д}}$ на входе оптимального временнóго дискриминатора соотношением $k_{\text{вд}}=2/G_{\text{д}}$. Частотный дискриминатор с коэффициентом передачи $k_{\text{чд}}$ реагирует на доплеровское смещение частоты отраженного сигнала, которое зависит от скорости. Коэффициент передачи частотного дискриминатора равен $k_{\text{чд}}=2/G_v$, где $G_v$ — спектральная плотность шума $\xi_v$ на входе оптимального частотного дискриминатора. Матрица $\mathbf{H}$ для такого комплексного дискриминатора равна $\mathbf{H}=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$, а вектор $\mathbf{x}=\begin{bmatrix}Д\\ \dot{Д}\end{bmatrix}$. Матрицы $\mathbf{F}$ и $\mathbf{C}$ в формирующем фильтре (3.4.26) равны соответственно $\begin{bmatrix}0&1\\0&0\end{bmatrix}$ и $\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$. Подставляя указанные параметры в уравнения (5.1.30) и (5.1.31), найдем структурную схему комплексного измерителя (рис. 5.3). При получении структурной схемы учитывалось, что матрица дисперсий $\mathbf{D}^{\text{к}}_{\Delta x}=\begin{bmatrix}D^{\text{к}}_{\text{д}} & D^{\text{к}}_{\text{д}v}\\ D^{\text{к}}_{\text{д}v} & D^{\text{к}}_{v}\end{bmatrix}$. Здесь верхний индекс подчеркивает, что данная дисперсия относится к комплексному измерителю. Для упрощения преобразуем структурную схему к виду, изображенному на рис. 5.4, вводя следующие обозначения:

$$\left.\begin{aligned} k_{\text{а}}&=2\,D^{\text{к}}_{\text{д}v}/G_{\text{д}}; \quad k_v=2\,D^{\text{к}}_v/G_v;\\ T_{\text{к}\,a}&=D^{\text{к}}_{\text{д}}/D^{\text{к}}_{\text{д}v}; \quad T_{\text{к}\,v}=D^{\text{к}}_{\text{д}v}/D^{\text{к}}_v, \end{aligned}\right\} \tag{5.1.32}$$

где $k_a$, $k_v$, $T_{\text{к}a}$, $T_{\text{к}v}$ именуются соответственно коэффициентами передачи по ускорению и скорости, а также постоянными времени цепей коррекции.

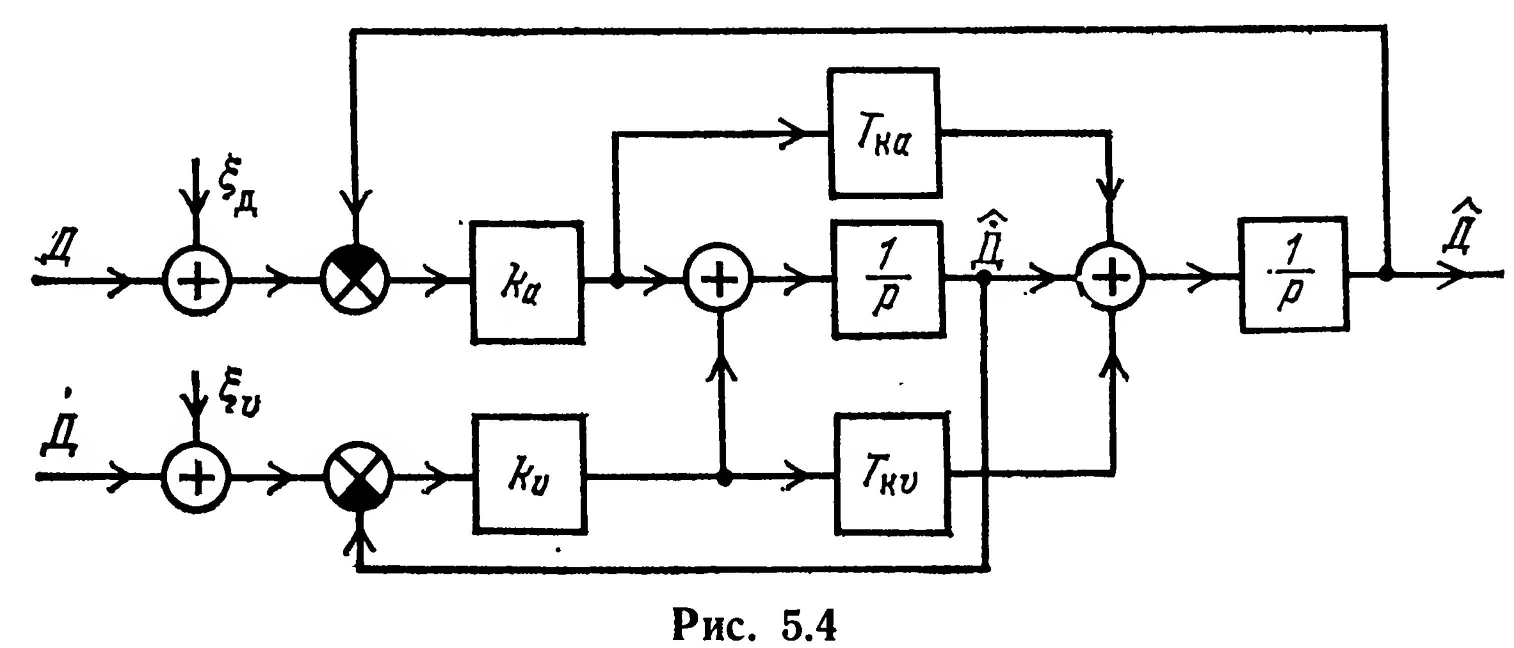



Рис. 5.4

Если при синтезе для матрицы **H** принять последовательно значения $\begin{bmatrix}1 & 0\\0 & 0\end{bmatrix}$ и $\begin{bmatrix}0 & 0\\0 & 1\end{bmatrix}$ то получим соответственно структурные схемы оптимальных измерителей, показанные на рис. 5.5, *а*, *б*. Символом $Д_0$ на рис. 5.5, *б* обозначена начальная дальность, вводимая в интегратор в качестве начального условия. Хотя в каждой из схем полученных измерителей определяются дальность и скорость, первую по традиции называют структурной схемой дальномера, а вторую — измерителя скорости. Для измерения скорости сближения у оценки $\hat{Д}$ следует изменить знак ($\hat{v}_{сб}=-\hat{Д}$).

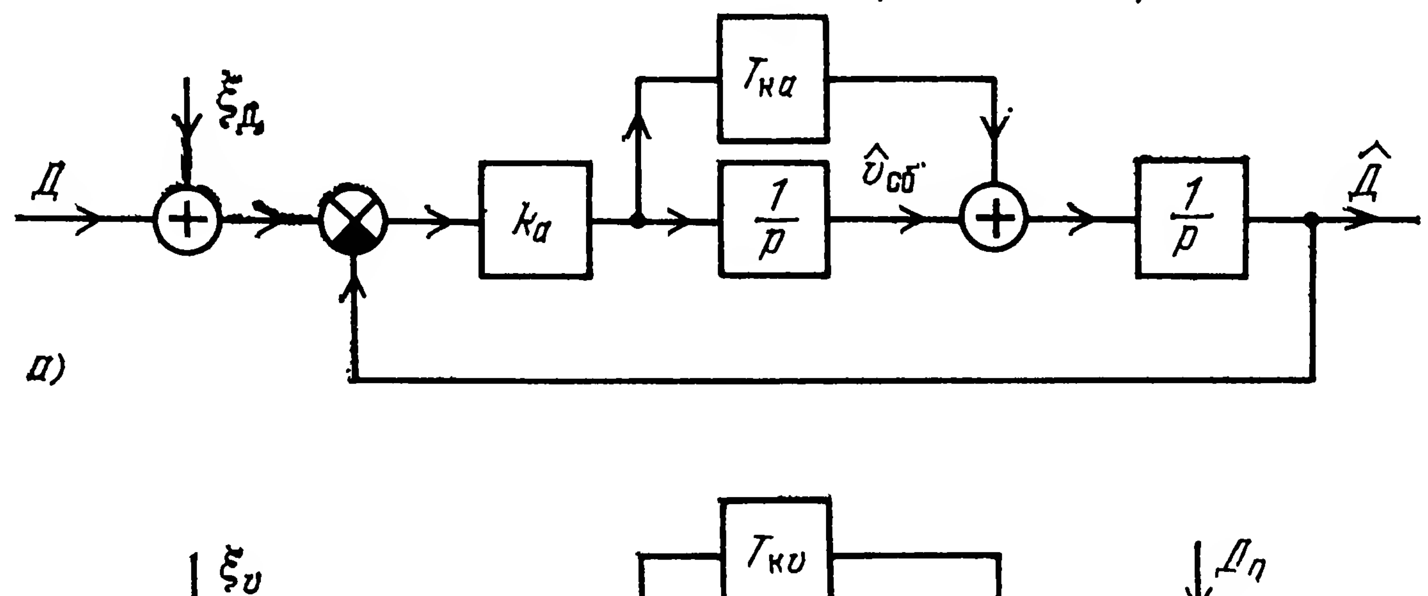



**Рис. 5.5**

Коэффициенты в этих схемах вычисляются по формулам (5.1.32), если заменить в них элементы матрицы $\mathbf{D}^{к}_{\Delta x}$ на

$\mathbf{D}^{д}_{\Delta x}=\begin{bmatrix}D^{д}_{д} & D^{д}_{дv}\\ D^{д}_{дv} & D^{д}_{v}\end{bmatrix}$ для дальномера и $\mathbf{D}^{v}_{\Delta x}=\begin{bmatrix}D^{v}_{д} & D^{v}_{дv}\\ D^{v}_{дv} & D^{v}_{v}\end{bmatrix}$ — для измерителя скорости.

Сравним точностные характеристики комплексного и некомплексного измерителей, что позволит определить целесообразность их применения в тех или иных случаях. Система уравнений для дисперсий ошибок комплексного измерителя получается из матричного уравнения (3.4.22)

$$\left.\begin{aligned}\dot{D}^{к}_{д}&=2D^{к}_{дv}-\frac{2(D^{к}_{д})^2}{G_{д}}-\frac{2(D^{к}_{дv})^2}{G_v},\\ \dot{D}^{к}_{дv}&=D^{к}_{v}-\frac{2D^{к}_{д}D^{к}_{дv}}{G_{д}}-\frac{2D^{к}_{v}D^{к}_{дv}}{G_v},\\ \dot{D}^{к}_{v}&=-\frac{2(D^{к}_{дv})^2}{G_{д}}-\frac{2(D^{к}_{v})^2}{G_v}+\frac{G_a}{2}.\end{aligned}\right\} \quad (5.1.33)$$

Аналитическое решение этой нелинейной системы дифференциальных уравнений возможно только для установившегося режима, когда левые части уравнений приравниваются нулю. При выполнении данного условия для дисперсий ошибок измерения дальности $D^{\text{к}}{}_{\text{д}}$ и скорости $D^{\text{к}}{}_{v}$ комплексного измерителя получаются формулы, которые приведены в левой колонке табл. 5.1. Помимо уже упоминавшихся обозначений, здесь введен безразмерный параметр

$$b = \sqrt{G_v^2/G_a G_{\text{д}}}. \qquad (5.1.34)$$

Система уравнений для дисперсий ошибок измерений в дальномере получается на основе матричного уравнения (3.4.22), если положить в нем $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$. Результаты решения этой системы уравнений в установившемся режиме приведены в средней колонке табл. 5.1. Аналогичным образом находятся дисперсии ошибок

Таблица 5.1

**Дисперсии ошибок измерения дальности и скорости сближения**

| Комплексный измеритель (рис. 5.4) | Дальномер (рис. 5.5, *а*) | Измеритель скорости (рис. 5.5, *б*) |
|---|---|---|
| $D^{\text{к}}_{\text{д}} = \sqrt{\frac{G_{\text{д}} G_v}{4}} \frac{\sqrt{1+2b}}{1+b}$ | $D^{\text{д}}_{\text{д}} = \sqrt{\frac{G_{\text{д}} G_v}{4}} \sqrt{\frac{2}{b}}$ | $D^{v}_{\text{д}} = \frac{G_v}{2} t$ |
| $D^{\text{к}}_{v} = \sqrt{\frac{G_a G_v}{4}} \frac{\sqrt{1+2b}}{1+b}$ | $D^{\text{д}}_{v} = \sqrt{\frac{G_a G_v}{4}} \sqrt{\frac{2}{b}}$ | $D^{v}_{v} = \sqrt{\frac{G_a G_v}{4}}$ |

измерений в измерителе скорости. Здесь только следует сделать одно замечание. В таком измерителе дифференциальное уравнение для дисперсии $D^{v}{}_{\text{д}}$ оказывается незамкнутым, т. е. оно может решаться независимо от других уравнений. Результат решения показывает, что при нулевых начальных условиях $D^{v}{}_{\text{д}}$ линейно возрастает во времени. Это указывает на нецелесообразность получения дальности путем интегрирования скорости вне замкнутой системы измерения.

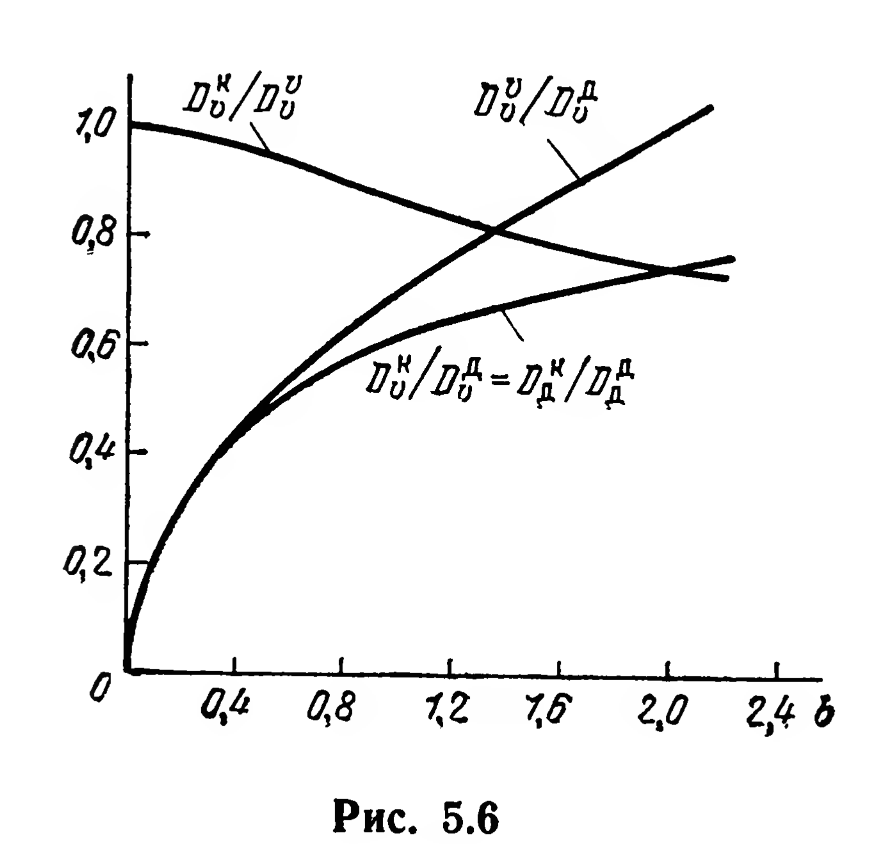



Рис. 5.6

В то же время как измеритель скорости, так и дальномер успешно измеряют скорость. При этом для $b<2$ большую точность имеет измеритель скорости, а при $b>2$ — дальномер. Как следует из (5.1.34), при заданном маневре цели, характеризуемом величиной $G_{\text{а}}$, параметр $b$ определяется соотношением спектральных плотностей $G_v$ и $G_{\text{д}}$. В § 5.2 будет показано, что спектральная

плотность для оптимального частотного дискриминатора возрастает при сокращении длительности используемого сигнала. Одновременно с уменьшением длительности сигнала падает спектральная плотность $G_д$ оптимального временного дискриминатора, а в совокупности это приводит к увеличению параметра $b$. Поэтому применять дальномер для измерения скорости целесообразно лишь при импульсном сигнале с малой длительностью в импульсе.

На рис. 5.6 представлена зависимость

$$D_v^v/D_v^д = \sqrt{b/2}, \tag{5.1.35}$$

которая иллюстрирует высказанные положения.

Там же изображена кривая, характеризующая выигрыш в точности

$$\frac{D_v^к}{D_v^д} = \frac{D_д^к}{D_д^д} = \sqrt{\frac{b}{2}}\,\frac{\sqrt{1+2b}}{1+b}, \tag{5.1.36}$$

который получается при использовании комплексного измерителя для определения дальности и скорости в сравнении с измерением тех же параметров дальномером. Выигрыш особенно ощутим при малых $b$, т. е. при малых шумах частотного дискриминатора. Отсюда следует вывод о целесообразности коррекции дальномера по сигналам, получаемым от измерителя скорости, если такая возможность существует.

Зависимость

$$D_v^к/D_v^v = \sqrt{1+2b}/(1+b) \tag{5.1.37}$$

характеризует эффект, достигаемый коррекцией измерителя скорости по сигналам дальномера. Заметные выигрыши в точности наблюдаются лишь при больших значениях параметра $b$, т. е. при малых шумах временного дискриминатора.

Отметим, что полученные закономерности характерны не только для измерителей дальности и скорости сближения. Они справедливы и для любого комплексного измерителя изменяющегося параметра и его производной по времени, например, угла и угловой скорости линии визирования, скорости сближения и ускорения сближения и т. д.

## 5.2. Аналоговые и цифровые дискриминаторы измерителей дальности и ее производных при различных формах зондирующих сигналов

**1. Аналоговые дискриминаторы.** В измерителях дальности и ее производных находят применение временные и частотные дискриминаторы. Они используются либо порознь, либо совместно, образуя комплексный частотно-временной дискриминатор.

Временной дискриминатор устанавливается главным образом в импульсных радиоэлектронных устройствах. Далее будет рассмотрен наиболее типичный для временного дискриминатора вариант применения его в импульсных измерителях

дальности и скорости сближения при низкой частоте повторения импульсов (НЧПИ).

При синтезе оптимального временного дискриминатора необходимо определить его структуру и вычислить параметры (крутизну и спектральную плотность шумов на входе), которые позволили бы найти линейный эквивалент дискриминатора. Структура временного дискриминатора определяется на основе анализа его выходного сигнала $y(t)$. Как следует из (5.1.17), (5.1.18) и (5.1.19), вычисление $y(t)$ позволяет установить процедуру «выделения» измеряемого параметра из принимаемой реализации $u_{пр}(t)$. Напомним, что при таком подходе к синтезу временного дискриминатора определяются одновременно оптимальные структуры приемного устройства и схемы сравнения вновь поступающих данных с измеренным значением дальности (временной задержки) [25]. В большинстве книг, где рассматриваются автодальномеры [51, 66, 82], понятие «временной дискриминатор» включает лишь упомянутую выше схему сравнения, которую называют также временным различителем. В данной главе для удобства изложения схема сравнения именуется временным различителем, а временным дискриминатором считается совокупность приемного устройства и временного различителя.

Относительно оптимального приемника, синтезированного на основе отношения правдоподобия, много говорилось в предыдущей главе. Здесь напомним только, что оптимальный приемник для импульсного сигнала с неизвестным временем прихода целесообразно строить по фильтровой схеме. При белых шумах, сопровождающих прием полезного сигнала, частотная характеристика приемника должна быть согласована с формой импульса. На практике это достигается выбором полосы пропускания каскадов УПЧ. При коррелированных шумах в схеме приемника устанавливается режекторный фильтр (РФ), который подавляет наиболее интенсивные составляющие спектра шумов. Такой фильтр реализуется как система СДЦ того или иного вида.

Измерение дальности в системах с НЧПИ производится по временной задержке $\tau_з$ огибающей отраженного сигнала относительно зондирующего импульса. Поэтому для выделения огибающей на выходе приемника устанавливается АМ детектор. При синтезе временного различителя будем считать, что напряжение $u_{пр}(t)$ обрабатываемой реализации формируется на выходе АМ детектора. Для достаточно высокого отношения сигнал-шум, что необходимо при получении достоверных результатов измерений, это напряжение можно представить в виде

$$u_{пр}(t) = u_{сф}(t - \tau_з) + u_{ш}(t), \tag{5.2.1}$$

где $u_{сф}(t-\tau_з)$ — огибающая импульсов на выходе согласованного приемника; $u_{ш}(t)$ — шум со спектральной плотностью $G_{пр}(\omega)$.

Так как следующие за временным различителем цепи сглаживания имеют полосу пропускания порядка нескольких герц, шумы $u_{ш}(t)$, которые нормализуются в инерционных цепях амплитудного детектора, допустимо считать белыми, т. е. $G_{пр}(\omega) = G_{пр0} = \mathrm{const}$.

Доказывается [31, 116], что при оптимальной оценке неэнергетического параметра в функционале логарифма отношения правдоподобия (5.1.14) достаточно оставить первое слагаемое, именуемое корреляционным интегралом. Тогда для статистики $l(t, \tau_з)$, представленной выражением (5.1.18) относительно сигнала на выходе детектора, будем иметь

$$l(t, \tau_з) = \frac{2}{G_{пр0}} u_{пр}(t)\, u_{сф}(t - \tau_з), \tag{5.2.2}$$

и выходной сигнал $y(t)$ временного различителя

$$y(t) = \frac{2}{G_{пр\,0}} u_{пр}(t) \left.\frac{\partial u_{сф}(t - \tau_з)}{\partial \tau_з}\right|_{\tau_з = \hat{\tau}_з}. \tag{5.2.3}$$

Если ввести размерный коэффициент $k_в$, то сигнал $y(t)$ можно отождествить с напряжением $u_{вр}$ на выходе оптимального временного различителя, функциональная схема которого представлена на рис. 5.7.

Дифференцирование опорного сигнала $u_{сф}(t-\tau_з)$, которое требуется для реализации оптимального временного различителя, часто заменяется операцией приближенного дифференцирования:

$$\left.\frac{\partial u_{сф}(t-\tau_з)}{\partial \tau_з}\right|_{\tau_з=\hat{\tau}_з} \simeq u_р(t-\hat{\tau}_з+\delta\tau)-u_п(t-\hat{\tau}_з-\delta\tau). \qquad (5.2.4)$$

Эта операция иллюстрируется рис. 5.8,*а* и осуществляется в схеме рис. 5.8,*б*. Схемы совпадений (селекторные каскады $СК_1$ и $СК_2$), выполняя операцию умножения, образуют временной селектор. На него подается сигнал $u_{пр}(t)$, а также ранний $u_р$ и поздний $u_п$ селекторные импульсы. Эти импульсы иногда называют полустробами. На выходе дифференциального усилителя *ДИФ.УС.*, который осуществляет операцию вычитания, образуется сигнал, пропорциональный (в пределах линейного участка дискриминационной характеристики) разности между фактической и измеренной задержками ($\Delta\tau_з=\tau_з-\hat{\tau}_з$).

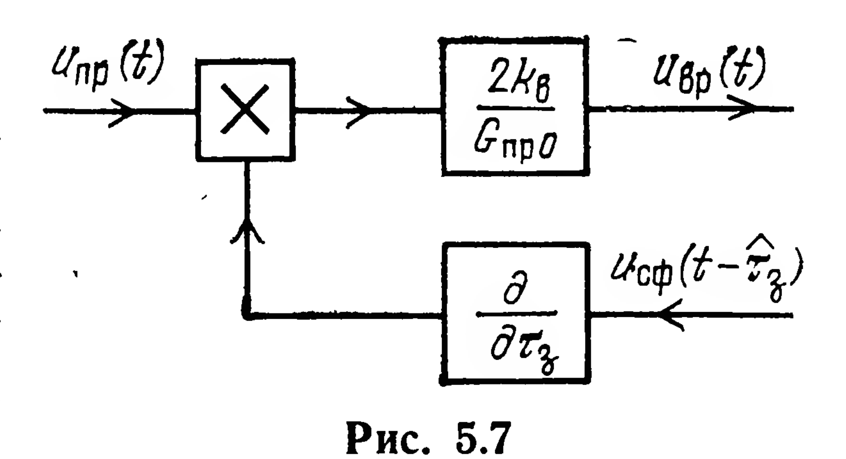



Рис. 5.7

В практических схемах применяются временные различители двух типов: интегрирующие и пропорциональные [51]. У первых пропорционально временному рассогласованию $\Delta\tau_з$ изменяется приращение напряжения на выходе различителя, а у вторых само напряжение. Поэтому их динамические свойства

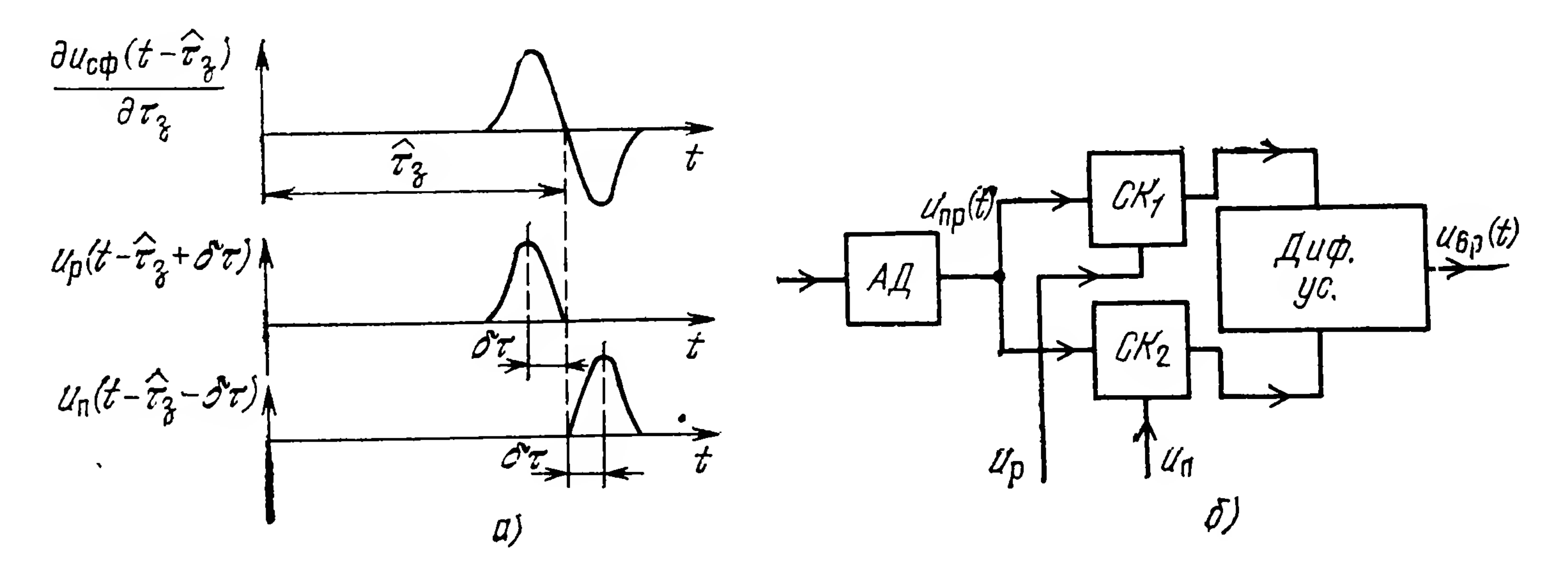



Рис. 5.8

различны. Временной различитель первого типа как элемент динамической структурной схемы при небольших рассогласованиях $\Delta\tau_з$ эквивалентен последовательному соединению схемы сравнения (образующей разность $\Delta\tau_з$) и интегрирующего звена с передаточной функцией $k_{вр}/p$. В структурной схеме временного различителя второго типа помимо схемы сравнения содержится лишь безынерционное звено с коэффициентом передачи $k_{вр1}$.

Для построения линейного эквивалента оптимального временного различителя найдем его коэффициент передачи $k_{вр}$, что эквивалентно определению крутизны дискриминационной характеристики временного различителя, и спектральную плотность $G_\tau$ шума на входе, воспользовавшись формулами (5.1.21) и (5.1.22). При этом в формуле (5.1.21) параметры $k_д$ и x следует заменить на $k_{вр0}$ и $\tau_з$ соответственно, а значение $l(t,$ x) выразить через (5.2.2). В формуле (5.2.22) спектральная плотность $G_\xi$ отождествляется с $G_\tau$. Учитывая сделанные замечания, получим [116]

$$k_{вр0}=-\frac{2}{G_{пр\,0}T_н}\int\limits_0^{T_н}\left[\frac{\partial u_{сф}(t-\tau_з)}{\partial\tau_з}\right]^2 dt. \qquad (5.2.5)$$

В [116] показано, что применяя к правой части равенства (5.2.5) преобразование Фурье и вводя понятие среднеквадратичной ширины спектра $\Delta F^2_{ск}$

$$\Delta F^2_{ск} = \int\limits_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |F(f)|^2 df \Bigg/ \int\limits_{-\infty}^{\infty} |F(f)|^2 df \qquad (5.2.6)$$

для сигнала $u_{сф}(t)$, можно найти

$$k_{вр0} = \frac{2\Delta F^2_{ск}}{G_{пр0} T_н} \int\limits_{-\infty}^{\infty} |F(f)|^2 df. \qquad (5.2.7)$$

Здесь $F(f)$ — спектр сигнала $u_{сф}(t)$. На основании теоремы Персеваля для энергии $E$ сигнала имеем

$$E = \int\limits_0^{T_н} u^2_{сф}(t)\, dt = \int\limits_{-\infty}^{\infty} |F(f)|^2 df.$$

Поэтому крутизна дискриминационной характеристики на ее линейном участке равна

$$k_{вр0} = \Delta F^2_{ск} q / T_н, \qquad (5.2.8)$$

где $q = 2E/G_{пр0}$ — отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума.

Как следует из соотношения (5.2.8) коэффициент передачи оптимального временного различителя зависит от энергии сигнала и уровня шумов. Следовательно, при реализации такого различителя должна быть предусмотрена регулировка $k_{вр0}$, если в процессе работы $q$ изменяется.

В соответствии с формулой (5.1.22) находим

$$G_\tau = 2T_н / \Delta F^2_{ск} q. \qquad (5.2.9)$$

Как указывалось ранее, часто в качестве времени наблюдения $T_н$ (интервала сглаживания) принимается период $T_и$ повторения импульсов. Если считать, что сглаживание шума на интервале $T_н$ эквивалентно его прохождению через фильтр с эффективной полосой $\Delta F_{эф} \approx 1/2T_н$, то дисперсия $D_\tau$ ошибок измерения временной задержки в оптимальном дискриминаторе

$$D_\tau = 1/\Delta F^2_{ск} q. \qquad (5.2.10)$$

Формула (5.2.10) определяет так называемую предельную или потенциальную ошибку единичного измерения временной задержки и широко используется в радиолокации [39].

Спектральная плотность $G_д$ шумов измерения дальности

$$G_д = (c/2)^2 G_\tau = c^2 T_и / 2\Delta F^2_{ск} q. \qquad (5.2.11)$$

Здесь $c$ — скорость света.

Наиболее характерной областью применения частотных дискриминаторов в радиоэлектронной аппаратуре систем самонаведения являются устройства слежения за доплеровской частотой, которые реагируют на непрерывный или квазинепрерывный сигнал, отраженный от цели [65].

Как и при рассмотрении временного дискриминатора, основное внимание будет уделено схеме сравнения дискриминатора, называемой частотным детектором. В отношении приемного устройства, входящего в оптимальный частотный дискриминатор, отметим только, что полоса пропускания его должна быть различной для непрерывного и квазинепрерывного сигналов.

Примем для простоты, что непрерывный сигнал является монохроматическим. Поэтому напряжение на выходе приемного устройства выражается формулой (3.2.5), если положить в ней $\beta = 0$, $U_{фдч} = U_0$:

$$u_{пр}(t) = U_0 \cos(2\pi F_{дп} t + \varphi_0) + u_ш(t). \qquad (5.2.12)$$

Здесь $F_{дп}$ — доплеровское смещение частоты принимаемого сигнала, а $\varphi_0$ — неизвестная начальная фаза.

Поскольку начальная фаза $\varphi_0$ неизвестна, необходимо выделить огибающую результата взаимодействия принимаемой смеси с опорным сигналом [25]. Тогда из (5.1.18) с учетом того, что для оценки неэнергетического параметра достаточно оставить лишь первое слагаемое, получим

$$l(t,\ F_{дп}) = \frac{2}{G_{про}}\,|\,u_{пр}(t)\,U_0 \cos(2\pi F_{дп} t + 2\pi f_{пр2} t + \varphi_1)\,|. \qquad (5.2.13)$$

В выражении (5.2.13) опорный сигнал смещен на постоянную промежуточную частоту $f_{пр2}$ и имеет начальную фазу $\varphi_1$. Такое смещение упрощает практическое выполнение дискриминатора, не нарушая его оптимальности. Знак модуля в соотношении (5.2.13) отображает операцию выделения огибающей.

Сигнал на выходе частотного детектора (ЧД)

$$y(t) = \frac{\partial}{\partial F_{дп}}\left[\frac{2}{G_{про}}\,|u_{пр}(t)\,U_0 \cos(2\pi F_{дп} t + 2\pi f_{пр2} t + \varphi_1)|\right]. \qquad (5.2.14)$$

При реализации ЧД на основе соотношения (5.2.14) операция дифференцирования выполняется приближенно с помощью двух расстроенных относительно частоты $f_{пр2}$ фильтров. При этом она предшествует выделению огибающей (взятию модуля).

Одна из возможных схем ЧД, построенного на основе приведенных выше рекомендаций, показана на рис. 5.9. Эта схема является обобщенной в том смысле, что при некоторых изменениях ее параметров она становится пригодной для обработки как непрерывного, так и квазинепрерывного сигналов. Усилитель ПЧ

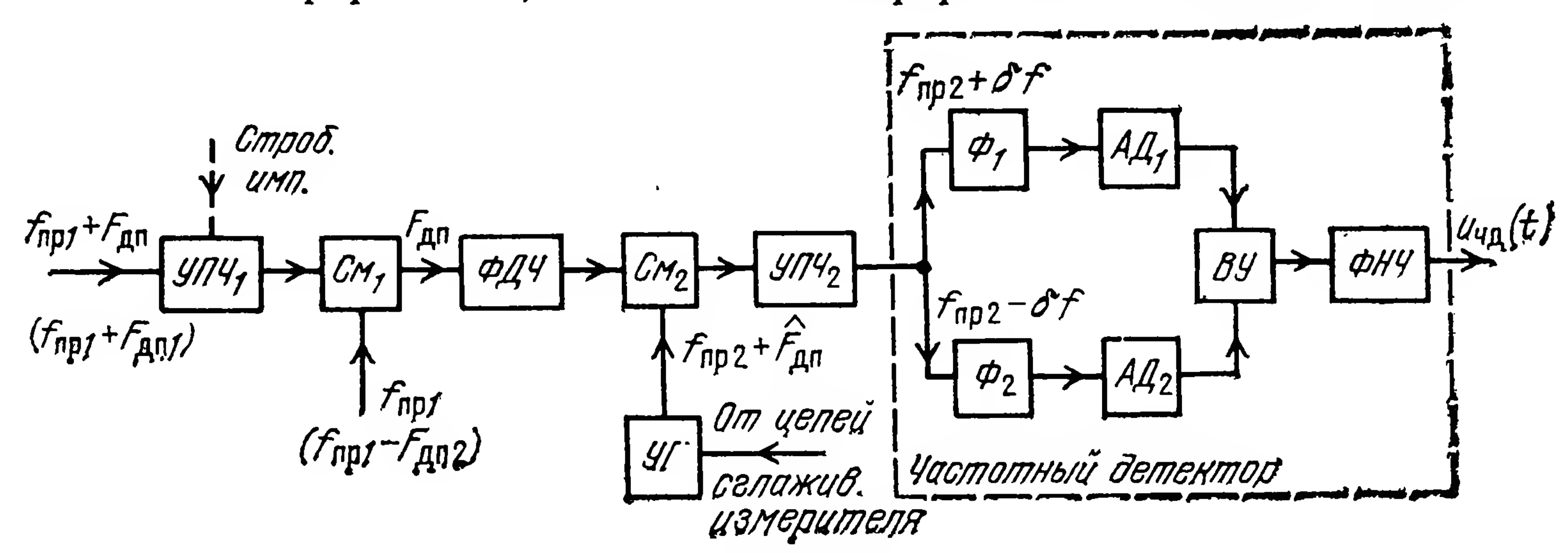



Рис. 5.9

$УПЧ_1$, входящий в состав приемника дискриминатора, настроен на частоту $f_{пр1}$ и пропускает сигналы с доплеровским смещением частоты $F_{дп}$. Это смещение пропорционально скорости сближения самолета или ракеты, снабженной активной РГС, с целью. В полуактивных системах самонаведения доплеровская частота $F_{дп1}$ обусловлена сближением с целью как ракеты, так и самолета с РЛС подсвета цели. При квазинепрерывных сигналах $УПЧ_1$ стробируется (открывается) на время приема отраженного импульса. Стробирующий сигнал формируется в схеме слежения за периодом следования импульсов. Поскольку $УПЧ_1$ выполняет роль согласованного с принимаемым сигналом фильтра, его полоса пропускания будет различной при непрерывном и квазинепрерывном сигнале. В РЛС и активных РГС на смеситель $См_1$, подается сформированный когерентным гетеродином опорный сигнал с частотой $f_{пр1}$. На выходе фильтра доплеровских частот (*ФДЧ*) образуется сигнал с частотой $F_{дп}$. Если аппаратура входит в состав полуактивной РГС, то сигнал с частотой $f_{пр1}—F_{дп2}$ поступает с приемника канала синхронизации. Доплеровское смещение частоты $F_{дп2}$ в опорном сигнале вызвано удалением ракеты от самолета, снабженного станцией подсвета цели. Поэтому доплеровская частота на выходе *ФДЧ* будет пропорциональна скорости сближения ракеты с целью. Строго говоря, данное утверждение справедливо, когда самолет, ракета и цель находятся на одной прямой. В других случаях имеется лишь приближенное соответствие между

$F_{дп}$ и скоростью сближения ракеты с целью. Подробнее об этом будет сказано в § 5.3.

На смеситель $См_2$ подается сигнал доплеровской частоты и напряжение с управляемого гетеродина *УГ*. Последний перестраивается сигналами управления, которые приходят от цепей сглаживания измерителя доплеровской частоты. При точном измерении, когда $\hat{F}_{дп}=F_{дп}$, на выходе $См_2$ образуется сигнал промежуточной частоты $f_{пр2}$, который усиливается в $УПЧ_2$ и подается на частотный детектор, состоящий из двух расстроенных фильтров $Ф_1$ и $Ф_2$, амплитудных детекторов $АД_1$ и $АД_2$, вычитающего устройства *ВУ* и *ФНЧ*. В рассмотренной ситуации (при $\hat{F}_{дп}=F_{дп}$) напряжение $u_{чд}$, которое является аналогом сигнала $y(t)$, будет равно нулю. Нарушение условия $\hat{F}_{дп}=F_{дп}$ приводит к появлению сигнала рассогласования $u_{чд}$.

Чтобы получить линейный эквивалент оптимального частотного детектора, вычислим по формуле (5.1.21) его коэффициент передачи $к_{дчо}$. Если непрерывный сигнал обрабатывается (наблюдается) в дискриминаторе на временном интервале $T_н$, то

$$k_{чдо} = T_н\, q/3. \qquad (5.2.15)$$

Спектральная плотность $G_f$ ошибок измерения частотного сдвига

$$G_f = 6/T_н\, q. \qquad (5.2.16)$$

Принимая, что полоса пропускания системы обработки $\Delta F_{эф}\approx 1/2T_н$, найдем дисперсию $D_f$ ошибки измерения частоты:

$$D_f = 3/T_н^2\, q. \qquad (5.2.17)$$

Для спектральной плотности $G_v$ измерения скорости сближения имеем

$$G_v=(\lambda/2)^2\, G_f = 3\,\lambda^2/2\, T_н\, q, \qquad (5.2.18)$$

где $\lambda$ — длина волны.

Время накопления $T_н$ сигнала в фильтре нижних частот, установленном на выходе частотного детектора, выбирается меньшим времени корреляции измеряемой частоты $F_{дп}(t)$. При выполнении этого условия указанный фильтр не вносит ощутимых динамических ошибок в измерение скорости сближения. На практике время $T_н$ составляет единицы миллисекунд.

Если используется квазинепрерывный сигнал, то дисперсия $D_f$ предельной ошибки измерения частоты [116]

$$D_f = 1/T_{ск}^2\, q, \qquad (5.2.19)$$

где $T^2_{ск}$ — среднеквадратичная длительность сигнала, определяемая формулой

$$T_{ск}^2 = (2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 u_{сф}^2(t)\, dt \Bigg/ \int_{-\infty}^{\infty} u_{сф}^2(t)\, dt. \qquad (5.2.20)$$

Здесь $u_{сф}(t)$ — огибающая импульсов квазинепрерывного сигнала.

В РЛС и РГС с квазинепрерывными когерентными сигналами имеется возможность одновременно измерять дальность по запаздыванию импульсов и скорость сближения по доплеровскому смещению частоты. Такой комплексный измеритель содержит многомерный дискриминатор, оптимальная схема которого может быть найдена на основе общей теории, изложенной в § 5.1. Особенность подобных многоканальных дискриминаторов состоит в появлении перекрестных связей между каналами дальности и скорости сближения. При синтезе оптимального дискриминатора такие связи приводят к возникновению недиагональных составляющих матрицы коэффициента передачи $к_д$. Применительно к задаче совместного измерения временной задержки и доплеровского сдвига частоты последнее означает появление в этой матрице ненулевых коэффициентов передачи вида

$$k_{\tau з,\, F_{дп}} = M\left\{ -\frac{\partial}{\partial \tau_з\, \partial F_{дп}}\, l(\tau_з,\, F_{дп},\, t)\right\}. \qquad (5.2.21)$$

Перекрестные связи возникают при частотной модуляции, т. е. при изменении частоты $F_{дп}$ во времени. Однако их можно не учитывать, если выполняется условие [116]

$$\left(\dot{F}_{дп}\frac{T_{ск}}{\Delta F_{ск}}\right)^2 \ll 1. \qquad (5.2.22)$$

Оценим выполнение условия (5.2.22), если измеритель и цель сближаются с постоянным ускорением $j_{сб}$. Тогда производная от доплеровской частоты

$$\dot{F}_{дп} = 2j_{сб}/\lambda. \qquad (5.2.23)$$

Для импульса с гауссовской огибающей справедливы следующие соотношения [113]:

$$T^2_{ск} = \pi^2\tau^2_и/2,8;$$

$$\Delta F^2_{ск} = 2,8/\tau^2_и. \qquad (5.2.24)$$

Здесь $\tau_и$ — длительность импульса на уровне 0,5.

С учетом (5.2.23) и (5.2.24) условие (5.2.22) преобразуется к виду

$$\pi^2 j^2_{сб}\tau^4_и/2\lambda \ll 1. \qquad (5.2.25)$$

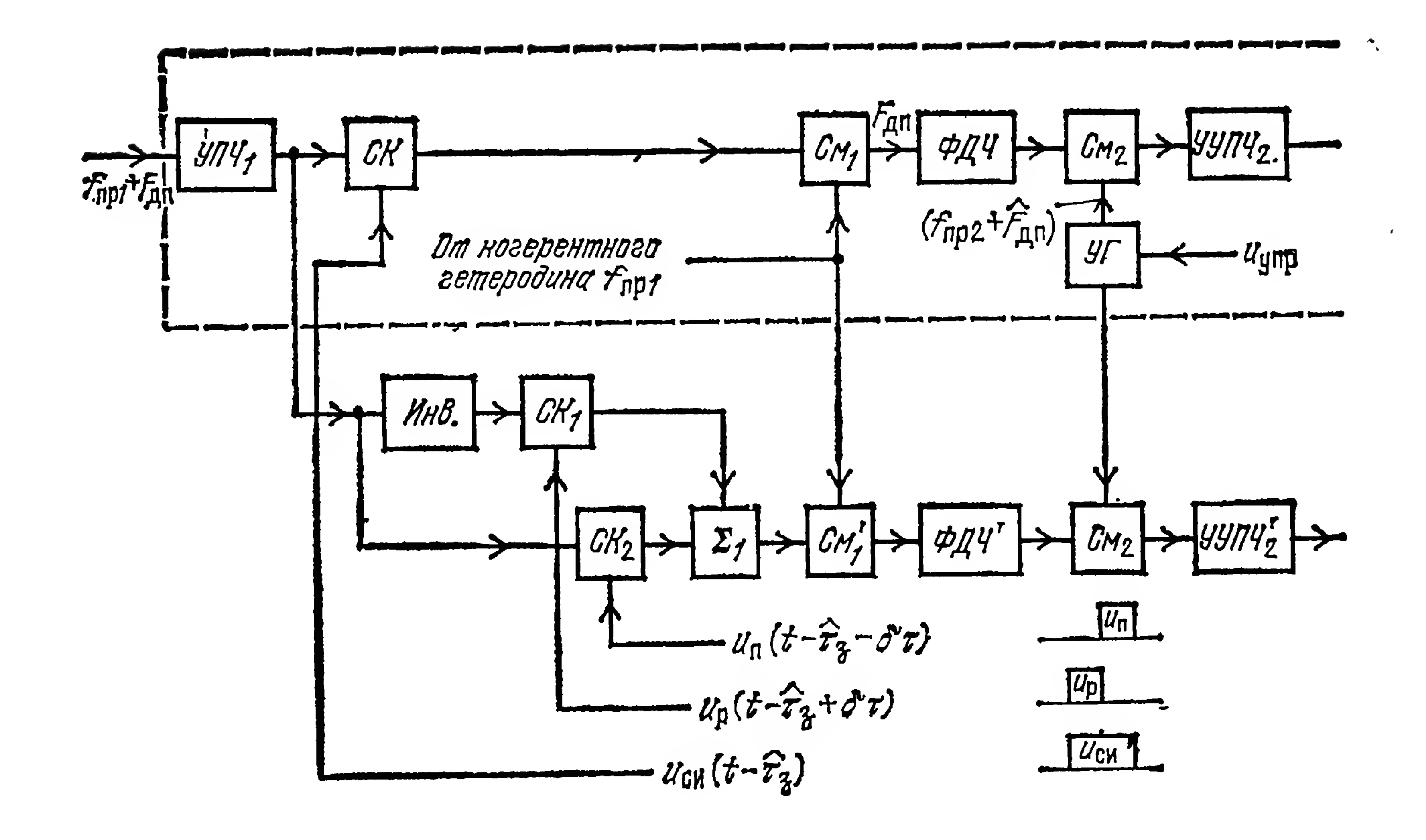
Если, например, $\lambda=3$ см, $\tau_и=1$ мкс, $j_{сб}=500$ м/с², то $(\dot{F}_{дп}\frac{T_{ск}}{\Delta F_{ск}})^2=1,4\times\times10^{-15}$, т. е. условие (5.2.22) выполняется с большим запасом. Поэтому двухканальный дискриминатор распадается на два независимых устройства, структуры которых были получены ранее в этом параграфе.

Отметим некоторые особенности работы временного различителя при квазинепрерывных сигналах. Для таких сигналов характерна малая пиковая мощность импульса при достаточной для нормальной работы измерителя средней мощности. Поэтому реализация классической схемы временного различителя (см. рис. 5.8,*б*), когда каскады сравнения следуют за амплитудным детектором, нецелесообразна, так как происходит значительное подавление сигнала шумами в амплитудном детекторе. Поэтому схемы совпадений с ранними и поздними селекторными импульсами устанавливаются в тракте промежуточной частоты. После схем совпадений осуществляется узкополосная фильтрация, что эквивалентно когерентному накоплению импульсов, а затем уже идет схема выделения разностного сигнала.

Структурная схема двухканального дискриминатора для квазинепрерывного сигнала, составленная на основании [78, 79], изображена на рис. 5.10. Верхняя часть схемы, которая обведена пунктиром, практически повторяет схему *ЧД* рис. 5.9 с добавлением селекторного каскада *СК*, в котором осуществляется стробирование принимаемых импульсов стробирующим импульсом $u_{си}$, положение которого на оси времени жестко связано с положением селекторных импульсов ($u_р$ и $u_п$) и изменяется под действием напряжения рассогласования, вырабатываемого временным различителем.

В нижней части схемы рис. 5.10 изображены элементы временного дискриминатора. Ранний $u_р$ и поздний $u_п$ селекторные импульсы подаются на селекторные каскады $СК_1$ и $СК_2$. После стробирования в этих каскадах осуществляется узкополосная фильтрация, в результате чего импульсы совпадений «растягиваются» в непрерывный сигнал. Чтобы различить ранний и поздний импульсы совпадений, первый из них «подкрашивается» путем поворота фазы на 180° в инверторе (*ИНВ*). Далее импульсы суммируются в сумматоре ($\Sigma_1$) и подаются на смеситель $См'_1$, на второй вход которого поступает сигнал от когерентного гетеродина. На выходе $См'_1$ образуется сигнал доплеровской частоты. Далее сигнал переносится на вторую промежуточную частоту в смесителе $См'_2$.

Управляемый гетеродин *УГ* изменяет частоту $f_{пр2}+F_{дп}$ генерируемого сигнала под действием сигнала рассогласования $u_{упр}$, поступающего с управителя, на вход которого подается напряжение $u_{чд}$ с выхода *ЧД*.



После прохождения фильтра доплеровских частот *ФДЧ'* импульсы совпадений растягиваются на весь период повторения. Так как фазы их высокочастотных заполнений отличаются на 180°, то происходит вычитание сигналов, образовавшихся из ранних и поздних импульсов совпадения. Если ось симметрии селекторных импульсов совпадает с осью симметрии принимаемого импульса, то амплитуды сигналов, образовавшихся из раннего и позднего импульсов совпадений, будут равны и сигнал на выходе *ФДЧ'* отсутствует. Расхождение указанных импульсов приводит к появлению сигнала рассогласования, амплитуда которого будет пропорциональна временно́му рассогласованию между селекторными импульсами и принимаемым сигналом, а фаза зависит от того, какой из импульсов совпадений ранний или поздний имеет бо́льшую длительность.

После смесителя *См'*$_2$ сигнал рассогласования переносится на вторую промежуточную частоту $f_{пр2}$. Узкополосная фильтрация (когерентное накопление) осуществляется узкополосным УПЧ (УУПЧ'$_2$). В балансном модуляторе (БМ) отфильтрованный сигнал рассогласования модулируется с подавлением несущей синусоидальным напряжением с частотой $f_м$. Биения с выхода *БМ* подаются на сумматор $\Sigma_2$, куда в качестве опорного сигнала поступает напряжение с выхода *УУПЧ*$_2$ канала *ЧД*. В результате взаимодействия указанных сигналов в $\Sigma_2$ на его выходе образуется амплитудно-модулированное напряжение с несущей частотой $f_{пр2}$ и частотой модуляции $f_м$. Глубина модуляции этого сигнала зависит от величины временного рассогласования, а начальная фаза равна 0 или 180° в зависимости от соотношений длительностей импульсов совпадений. Этот сигнал усиливается в усилителе (*Ус*), детектируется в амплитудном детекторе (*АД*) и преобразуется в сигнал рассогласования $u_{вр}(t)$ постоянного тока на выходе фазового детектора (ФД). Сигнал рассогласования используется впоследствии для управления временным положением импульса строба $u_{си}$ и селекторных импульсов $u_р$ и $u_п$ так, чтобы ось симметрии последних совпала с осью симметрии принимаемого импульса.

**2. Цифровые дискриминаторы.** Цифровые дискриминаторы применяются при выполнении измерителей дальности и ее производных на элементах цифровой техники или в виде программы ЦВМ. Приемные устройства таких дискриминаторов являются обычно аналоговыми, а в реализации временных различителей наметилось два направления. Первое направление связано с непосредственным преобразованием временной задержки видеоимпульса, поступающего с выхода приемника, в цифровой код с последующим вычитанием этого кода из аналогичного цифрового кода измеренной дальности, который формируется на выходе дальномера. Второй путь реализации состоит в том, что сам временной различитель выполняется по аналоговой схеме, а на его выходе устанав-

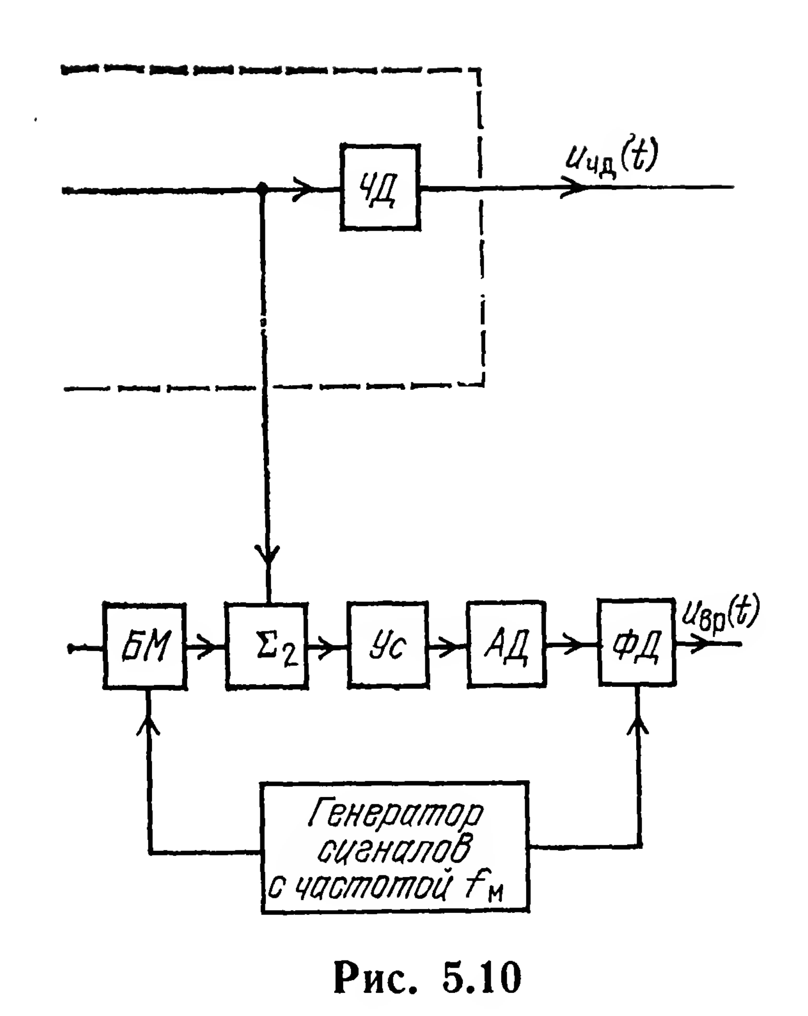



**Рис. 5.10**

ливается аналого-цифровой преобразователь для преобразования аналогового сигнала рассогласования в цифровой код.

Типовая схема реализации цифрового временного различителя, разработанного в соответствии с первым подходом, представлена на рис. 5.11 [111]. Импульс запуска передатчика $u_{t_0}$ подается на триггер $T$, выходной сигнал которого открывает схему «И» и счетные импульсы с генератора счетных импульсов (*ГСИ*) поступают на счетчик (*Сч*). Предварительно в счетчик в дополнительном коде записывается число $\bar{N}$ $\hat{}$ , соответствующее измеренному значению дальности на предыдущем такте зондирования. Это число поступает с выхода цифрового дальномера.

Отраженный от цели импульс $u_\tau$, который нормирован по амплитуде и длительности, подается на набор каскадов совпадения, образующий схему считывания (съема). В момент прихода $u_\tau$ на выходе схемы считывания образуется параллельный код числа, записанного в счетчике. Поскольку измеренная дальность записана в дополнительном коде, это число будет равно разности $\Delta N_д$ чисел, отображающих фактическую и измеренную дальности, т. е. $\Delta N_д = N_д - N\hat{}_д$. Число $\Delta N_д$ записывается в регистр сигнала рассогласования.

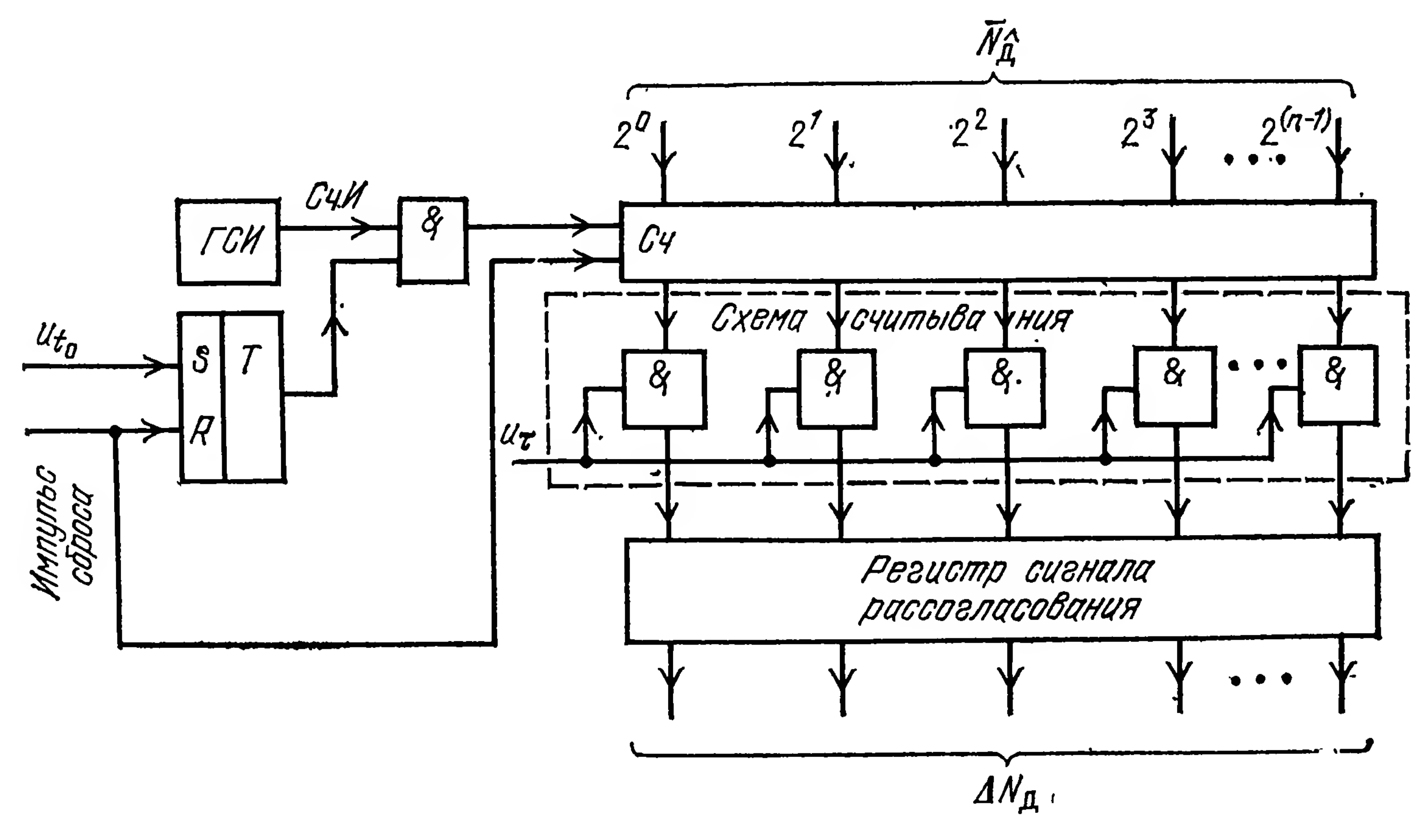



**Рис. 5.11**

Импульс сброса прекращает поступление счетных импульсов и устанавливает счетчик на нуль непосредственно перед формированием импульса запуска передатчика.

Второй путь получения сигнала рассогласования в цифровой форме проиллюстрируем на примере цифрового дальномера, описанного в [37]. Временной различитель, изображенный на схеме рис. 5.12, полностью соответствует аналоговому временному различителю, рассмотренному ранее. Напряжение на его выходе в пределах линейного участка дискриминационной характеристики пропорционально временному рассогласованию между принимаемым и селекторными импульсами. Это напряжение подается на двухпозиционный ключ, управляемый напряжением меандра $u_м$, который подается на ключ с частотой $F \ll F_и$.

За время положительной полуволны меандра ключ подводит к управляемому генератору счетных импульсов (*УГСИ*) напряжение рассогласования, а за время отрицательной полуволны через ключ поступает в *УГСИ* опорное напряжение, которое чаще всего устанавливается равным нулю. Под действием приложенного к нему напряжения *УГСИ* вырабатывает счетные импульсы, частота следования которых пропорциональна приложенному напряжению. Счетные импульсы подаются на реверсивный счетчик (*РСч*). При положительной полуволне $u_м$ счетчик включается на прямой счет, а при отрицательной — на обратный.

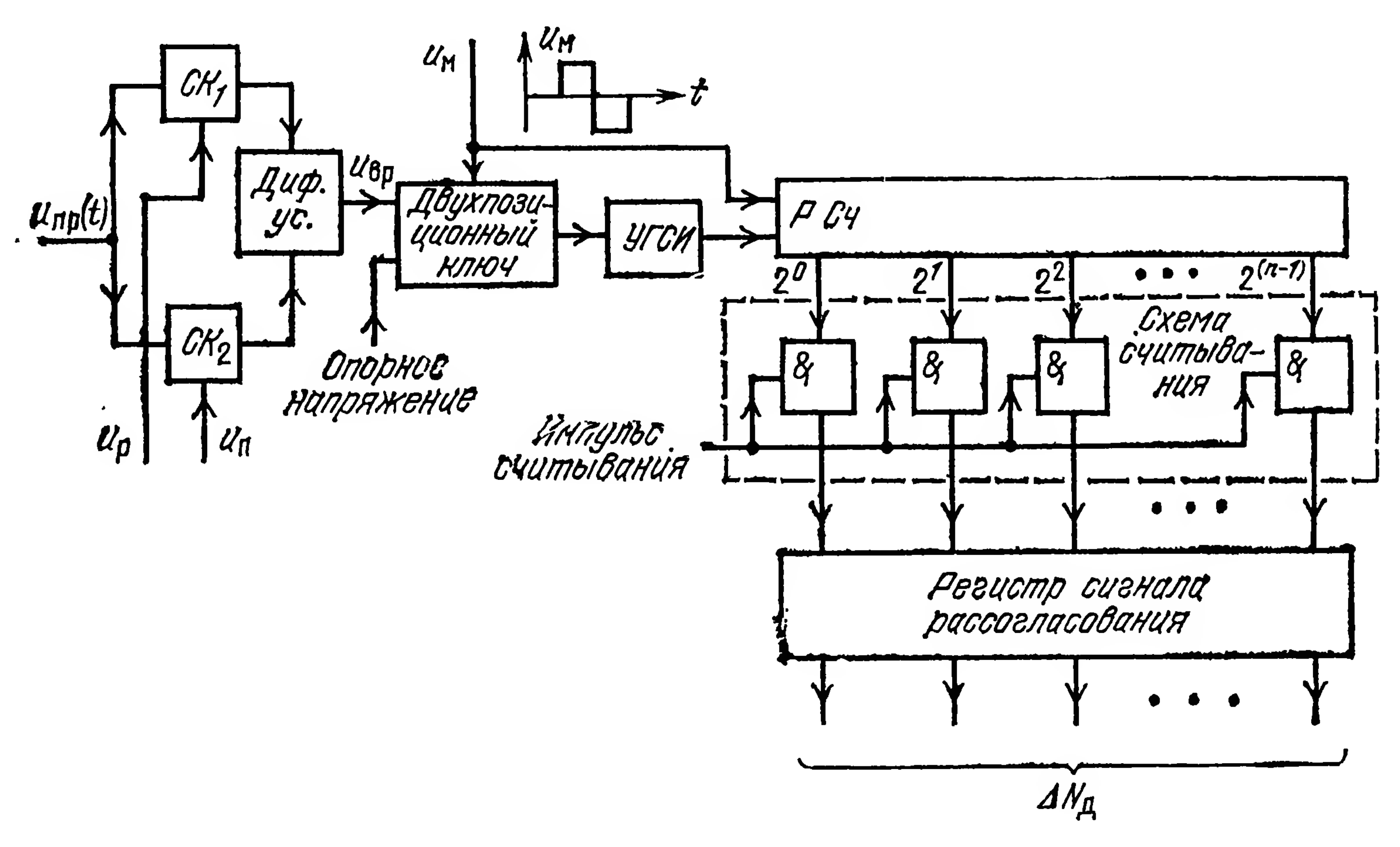



Рис. 5.12

Если сигнал рассогласования имеет положительный знак, то за время прямого счета в счетчик запишется большее число, чем за время обратного. Поэтому по окончании счета в *РСч* будет записано положительное число. При отрицательном знаке сигнала рассогласования за время прямого счета будет записано меньшее число, чем за время обратного, и на счетчике запишется отрицательное число. Запись кода сигнала рассогласования в регистр производится при поступлении на схему считывания специального импульса считывания. Он формируется по окончании меандра $u_м$. По существу, рассмотренная схема представляет собой один из вариантов аналого-цифрового преобразователя.

Для частотного и двухканального частотно-временного дискриминаторов характерным является второй подход к формированию цифрового кода, определяющего сигнал рассогласования. При этом схема преобразования будет иметь тот же вид, что и на рис. 5.12, если заменить в ней временной различитель частотным или частотно-временным дискриминатором.

## 5.3. Комплексирование радиоэлектронных измерителей дальности и ее производных с нерадиотехническими и радиотехническими датчиками

**1. Комплексирование при аналоговой обработке.** Структура комплексных измерителей дальности и ее производных зависит от вида сигналов, которыми облучается цель, и состава дополнительных нерадиотехнических и радиотехнических датчиков, взаимодействующих с радиоэлектронной частью измерителя.

а) Измерение дальности и ее производных при импульсном сигнале с НЧПИ. К категории радиоэлектронных измерителей дальности и ее производных, устанавливаемых на самонаводящихся объектах, относятся дальномеры РЛС и РГС.

В данном параграфе признаками, по которым тот или иной сигнал будет отнесен к группе сигналов с низкой частотой повторения, являются: однозначность измерения дальности в пределах периода повторения импульсов и отказ от использования свойств когерентности сигналов для определения дальности и ее производных, даже если передатчик подсвета цели вырабатывает когерентный сигнал. В таких условиях дальность до цели измеряется по запаздыванию отраженного от цели сигнала, а производные от дальности — путем использования свойств астатизма следящей системы дальномера. В § 5.1 показано, что дальномер с астатизмом 2-го порядка успешно измеряет скорость сближения. Если повысить астатизм следящей системы до третьего порядка, то дальномер наряду с дальностью будет измерять скорость сближения и ускорение сближения. Однако повышение астатизма следящей системы выше 2-го порядка вызовет ряд отрицательных явлений, ограничивающих возможность ее практической реализации. Среди таких явлений отметим два наиболее существенных: затягивание переходных процессов при захвате цели и наличие неизбежных малых нелинейностей в следящей системе, которые оказывают тем большее влияние на устойчивость и качество работы измерителя, чем выше порядок его астатизма.

Поэтому в дальнейшем в качестве базовой схемы (рис. 5.13) рассматривается дальномер с двумя интеграторами. Роль первого

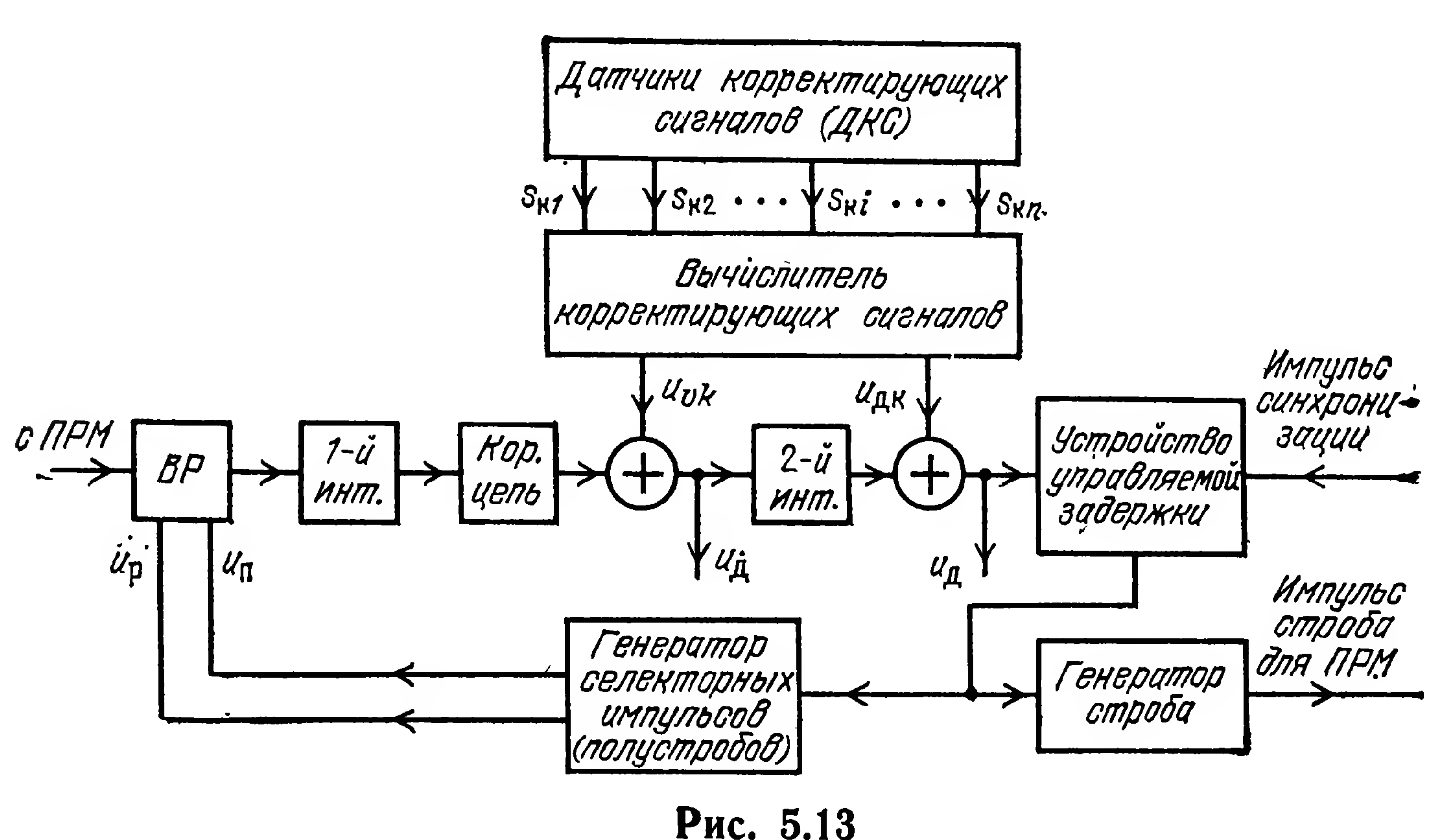



Рис. 5.13

интегратора может выполнять временной различитель (ВР) интегрирующего типа. Тогда ВР и первый интегратор объединяются в одно звено. Применение ВР пропорционального типа, который вырабатывает сигнал рассогласования, пропорциональный временно-

му сдвигу импульса, поступающего с выхода приемника, относительно центра симметрии селекторных импульсов, требует отдельного интегратора. В этом случае оба интегратора выполняются по идентичным схемам в виде электронных усилителей с большим коэффициентом усиления, охваченных емкостными обратными связями. Для качественной работы измерителя усилители должны иметь малый дрейф нуля, а конденсаторы — высокую стабильность емкостей при действии дестабилизирующих факторов.

Корректирующая цепь обеспечивает структурную устойчивость в следящей системе с двумя интеграторами. Устройство управляемой задержки смещает по времени селекторные импульсы и открывающий приемник строб дальности на величину, пропорциональную напряжению дальности $u_{д}$, снимаемому со 2-го интегратора. При проектировании устройства управляемой задержки предъявляются очень жесткие требования к линейности его характеристики и стабильности параметров. В РЛС и активных РГС импульсы синхронизации формируются в синхронизаторе и совпадают по времени с зондирующим импульсом передатчика.

В дальномере полуактивной РГС импульсы синхронизации поступают от канала синхронизации головки, в котором осуществляется прием прямого сигнала станции подсвета цели, установленной на самолете.

При самонаведении ракеты с упреждением самолет со станцией подсвета цели, ракета и цель не находятся на одной прямой (рис. 3.15). Поэтому возникают методические погрешности $\Delta Д_{м}$ и $\Delta v_{сбм}$ в измерении дальности $Д$ до цели и скорости сближения $v_{сбм}$ с ней [66]. Ошибка $\Delta Д_{м}$ измерения дальности определяется формулой (3.1.4), а погрешность измерения скорости сближения

$$\Delta v_{сбм} = \frac{1}{2}\left\{\frac{v_{сб}Д - \frac{v_р^2}{v_{сб}}(Д_0 - Д) + v_р(Д_0 - 2Д)\cos\varphi^*_{гр}}{\left[Д^2 + \frac{v_р^2}{v_{сб}^2}(Д_0 - Д)^2 + 2\frac{v_р}{v_{сб}}Д(Д_0 - Д)\cos\varphi^*_{гр}\right]^{1/2}} + v_р - v_{сб}\right\}. \qquad (5.3.1)$$

Здесь $Д_0$, $v_р$, $\varphi^*_{гр}$ — расстояние между целью и ракетой в момент ее пуска, аэродинамическая скорость ракеты и угол упреждения соответственно. Анализ формулы (5.3.1) показывает, что ошибка $\Delta v_{сбм}$ меняет свой знак, переходя через нуль при максимальном значении $|\Delta Д_{м}|$. Максимальная величина $|\Delta v_{сбм}|$ достигает нескольких десятков метров в секунду.

Дальномер полуактивной РГС наряду с измерением дальности и скорости сближения выполняет очень важную роль селекции цели, благодаря чему в угломерный канал головки проходит сигнал только от одной цели. Иногда для упрощения конструкции РГС вместо дальномера на ней устанавливается автоселектор частоты следования импульсов. Структурная схема такого селектора мало отличается от схемы, представленной на рис. 5.13. Следует только

заменить устройство управляемой задержки управляемым генератором импульсов, который вырабатывает импульсную последовательность с периодом, равным с точностью до нестабильностей, периоду импульсов, облучающих цель. Подстройка генератора производится по сигналу рассогласования ВР с учетом интеграторов и цепей коррекции. Для такой схемы импульсы синхронизации не нужны, поэтому канал синхронизации в головке может отсутствовать, но при этом утрачивается возможность измерения дальности и скорости сближения.

При комплексировании дальномера используется большой набор дополнительных радиотехнических и нерадиотехнических датчиков корректирующих сигналов (ДСК). Эти датчики можно разделить на три группы:

а) измерители параметров собственного движения управляемого объекта (УО) (самолета или ракеты);

б) измерители дальности между целью и УО и скорости их сближения, установленные на пункте управления с последующей передачей результатов измерений на УО с помощью командной радиолинии управления (КРУ) в качестве команд целеуказания;

в) комбинированные измерители, в которых параметры собственного движения УО измеряются на его борту, а параметры движения цели передаются с пункта управления с помощью КРУ.

Устройства коррекции первой группы применяются преимущественно при самонаведении УО на неподвижные и малоподвижные наземные и надводные цели. Две последние группы устройств коррекции целесообразно использовать при самонаведении на воздушные цели.

В качестве автономных измерителей собственного поступательного движения УО применяют программные устройства; датчики воздушной скорости; датчики путевой скорости, выполненные на основе доплеровского измерителя скорости и угла сноса (ДИСС); инерциальные измерители.

Измеренные датчиками параметры $s_{\text{к}1}$, ..., $s_{\text{к}i}$, ..., $s_{\text{к}n}$ поступают на вычислитель корректирующих сигналов (рис. 5.13), который приводит данные, полученные от различных измерителей, к единой системе координат и согласует размерность корректирующих и корректируемых параметров. Для пояснения сказанного приведем пример коррекции дальномера активной РГС, установленной на ракете класса «воздух—поверхность», от инерциальной системы, когда ракета наводится на неподвижную цель [66]. Акселерометры инерциальной системы (ИС) устанавливаются на стабилизированной платформе, произвольно ориентированной относительно линии визирования на цель. Поэтому в вычислитель сигналов коррекции наряду с измеренными ускорениями ракеты подаются углы ориентации платформы относительно осей ракеты. От угломерного канала РГС в тот же вычислитель поступают углы пеленга цели, которые определяют положение вектора дальности в связанной системе координат. На основе этих данных измеренные ускорения по довольно громоздким тригонометрическим формулам пересчи-

тываются в сферическую систему координат, в которой осуществляет измерения РГС. Этим решается задача приведения результатов измерений к единой системе координат. При позиционной коррекции корректирующим параметром должен быть сигнал дальности, а при скоростной — сигнал скорости сближения. Чтобы сформировать эти сигналы из определенного с помощью ИС и системы пересчета координат ускорения сближения, последнее должно интегрироваться. Таким способом решается задача согласования размерностей корректирующих и корректируемых параметров.

В системах самонаведения на скоростную цель данный способ формирования сигналов коррекции становится не столь эффективным. Например, измерение и введение в дальномер параметров собственного движения приводит к тому, что при атаках на догонных курсах скорость сближения, которую должен отрабатывать контур автосопровождения некомплексного дальномера, оказывается меньше скорости цели, отрабатываемой следящей системой комплексного автодальномера. Следовательно, в данной ситуации динамическая ошибка в комплексном дальномере будет больше, чем в некомплексном. Вместе с тем в автодальномерах ракет класса «воздух—воздух» такое комплексирование может быть полезным. Это объясняется особенностями стартового участка траектории ракеты, на котором она развивает очень большие ускорения, что нередко приводит к срыву режима автосопровождения, если в дальномер не вводить сигнал от датчика линейных ускорений [66].

Системы коррекции второй и третьей групп лишены отмеченного недостатка при введении корректирующего сигнала, так как здесь этот сигнал учитывает собственное движение УО и движение цели.

Для реализации систем коррекции второй группы на пункте управления, который располагается на земле или на самолете, должны измеряться координаты цели и УО. Эффективное измерение кординат последнего возможно, как правило, при установке на УО радиоответчика. Характерным примером для такой группы является система передачи данных о дальности до цели и скорости сближения с пункта управления на истребитель при приборном наведении самолета.

Если по каким-либо причинам измерение координат УО на пункте управления нежелательно, то применяются комбинированные измерители третьей группы. Реализация такой системы коррекции применительно к самонаводящейся ракете требует установки на самолете и на ракете ИС. Эти ИС согласуются в момент пуска ракеты. В дальнейшем измерение координат цели на ракете и самолете производится в координатах ИС. В тех же координатах измеряются параметры собственного движения ракеты, благодаря чему на ракете имеется возможность сформировать учитывающий движение цели сигнал коррекции для дальномера.

Системы формирования корректирующего сигнала 2-й и 3-й групп могут функционировать и до момента захвата цели радиоэлектронным устройством УО. В этом случае они выполняют роль систем целеуказания, введение которых ограничивает размеры зоны поиска цели в аппаратуре УО. Они же являются единственным источником информации о координатах цели при подавлении аппаратуры УО помехами.

Когда состав измерителей, образующих комплексный дальномер, определен и известны статистические характеристики измеряемых параметров, объединение таких измерителей осуществляется на основе рекомендаций теории калмановских многомерных фильтров. Один из возможных вариантов комплексного измерителя дальности и скорости представлен на рис. 5.14. Автономные измерители скорости и дальности при самонаведении на неподвиж-

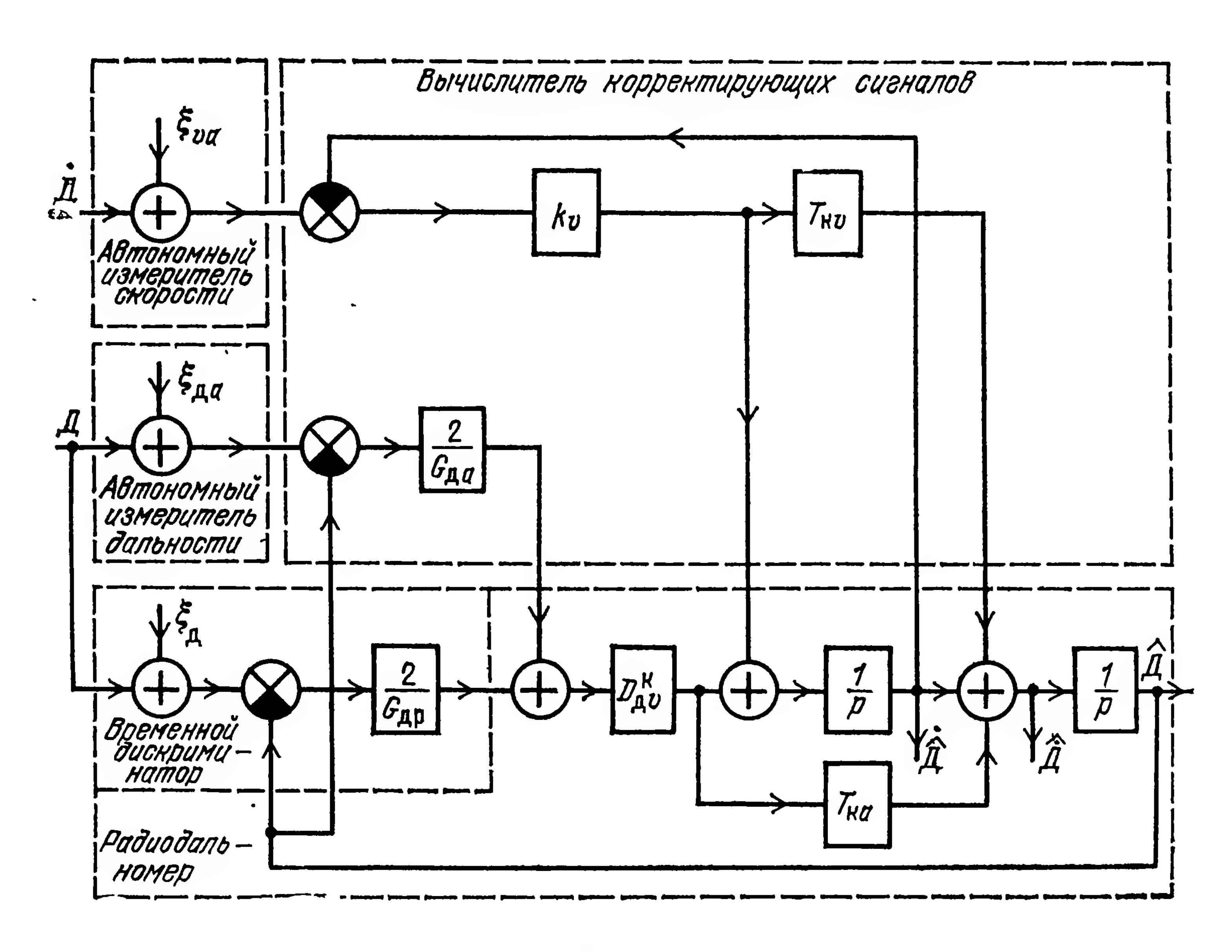



Рис. 5.14

ную цель строятся на основе датчиков собственного движения УО. Если цель подвижна, то эти измерители создаются с использованием датчиков корректирующих сигналов 2-й и 3-й групп.

Объединение дальномера с автономным измерителем скорости сближения производится по схеме, аналогичной рис. 5.4, а цепи связи дальномера с автономным измерителем дальности выполнены в соответствии с изложенными в § 3.4.2 требованиями теории калмановской фильтрации при измерении одного и того же параметра несколькими измерителями. Спектральная плотность $G_{Дa}$ шумов $\xi_{Дa}$ автономного измерителя дальности определяет коэффициент, с которым результаты измерений вводятся в дальномер. Спектральная плотность $G_{va}$ шумов $\xi_{va}$ автономного измерителя

скорости сближения вошла в коэффициент $k_v$, определяемый одной из формул (5.1.32), где $G_v$ следует заменить на $G_{va}$.

В составе вычислителя сигналов коррекции показаны лишь цепи согласования размерностей корректирующих и корректируемых параметров. Цепи приведения данных, полученных от различных измерителей, к единой системе координат для упрощения схемы опущены. Здесь принято, что автономные измерители выдают непосредственно дальность до цели и скорость сближения.

Схема рис. 5.14 отображает структуру оптимального многомерного устройства измерения с взаимной коррекцией. Ошибки измерения в таком устройстве определяются путем решения системы уравнений (5.1.33), если положить в них [28]

$$1/G_д = 1/G_{дa} + 1/G_{д\,p}. \qquad (5.3.2)$$

Можно усложнить задачу синтеза, заменив белые шумы автономных измерителей коррелированными шумами. В соответствии с изложенными в § 3.4.2 положениями теории калмановской фильтрации такой подход требует расширения вектора состояния, в результате чего в цепях ввода корректирующих сигналов появятся дополнительные «отбеливающие» фильтры.

Оптимальные измерители рассмотренного выше типа чувствительны к изменению статистических характеристик измеряемых параметров. Поэтому наряду с ними находят применение инвариантные комплексные измерители дальности и ее производных. Одна из возможных динамических структурных схем такого измерителя представлена на рис. 5.15. Корректирующий сигнал скорости, измеряемый автономным измерителем с передаточной функцией $W_v(p)$, подается на вход второго интегратора. На рис. 5.15, *а* $k_{вр}$, $k_{и1}$, $k_{и2}$, $k_{кор}$, $k_{уз}$ характеризуют коэффициенты передачи соответственно временного различителя, 1-го и 2-го интеграторов, корректирующей цепи и устройства управляемой задержки. В преоб-

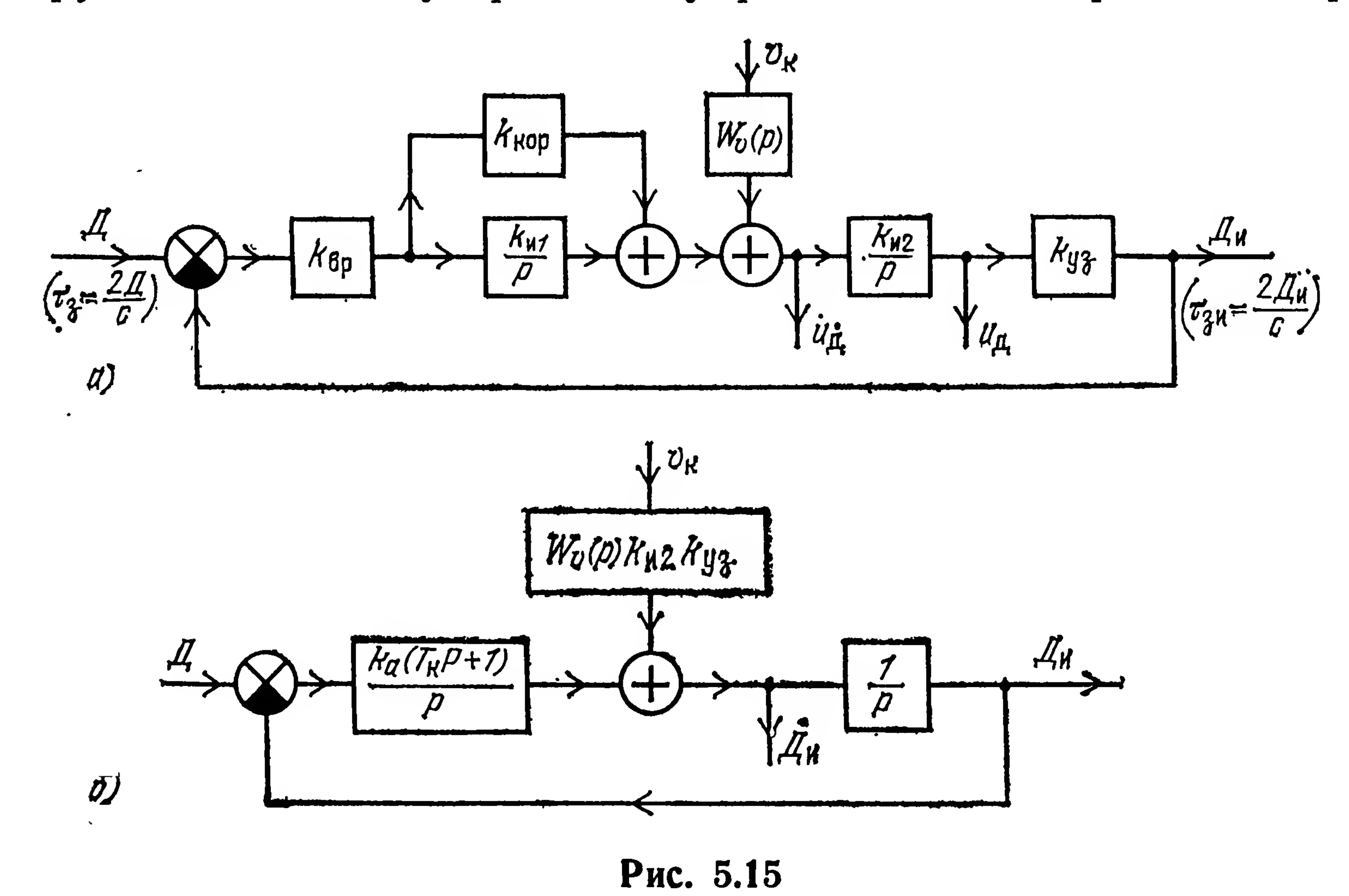



Рис. 5.15

разованной схеме рис. 5.15, *б* $k_a = k_{вр}k_{и1}k_{и2}k_{уз}$ — коэффициент передачи по ускорению, а $T_к = k_{кор}/k_{и1}$ — постоянная времени корректирующей цепи.

Измеренное значение дальности

$$Д_и = \frac{k_а (T_к p + 1)}{W(p)} Д + \frac{k_{и2} k_{уз} W_v(p) p}{W(p)} v_к, \qquad (5.3.3)$$

где $W(p) = p^2 + k_a T_к p + k_a$ — характеристический полином.

Динамическая ошибка измерения

$$\Delta Д_д = Д - Д_и = \frac{p^2}{W(p)} Д - \frac{k_{и2} k_{уз} W_v(p) p}{W(p)} v_к. \qquad (5.3.4)$$

Требование равенства нулю динамической ошибки при любом законе изменения $Д = Д(t)$ (условие инвариантности) принимает вид

$$\ddot{Д} - k_{и2} k_{уз} W_v(p) \dot{v}_к = 0. \qquad (5.3.5)$$

Равенство (5.3.5) выполняется, если соблюдаются следующие условия:

$$\left.\begin{aligned} W_v(p) &= 1/k_{и2} k_{уз}, \\ dv_к/dt &= d^2 Д/dt^2. \end{aligned}\right\} \qquad (5.3.6)$$

Первое условие требует безынерционности автономного измерителя, что можно реализовать лишь приближенно, а согласно второму условию корректирующий сигнал при сопровождении по дальности подвижной цели должен содержать данные как о движении УО, так и о движении цели.

Особенности построения лазерных дальномеров продиктованы чрезвычайно низкой частотой повторения $F_и$ зондирующих импульсов, что практически исключает возможность реализации их в аналоговом варианте. Зарубежные цифровые лазерные дальномеры строятся по прямоотсчетной схеме [73]. Входным устройством такого дальномера является преобразователь «временной интервал—код». Под временным интервалом здесь подразумевается промежуток времени между зондирующим импульсом и отраженным от цели импульсом, поступившим в дальномер. Один из вариантов такого устройства подобен схеме, изображенной на рис. 5.11, если на счетчик *Сч* не подавать код $\overline{N}_{\hat{д}}$ измеренной дальности, а регистр сигнала рассогласования переименовать в регистр дальности.

В каждый период повторения зондирующего импульса после приема отраженного сигнала в регистр дальности записывается код измеренной дальности $N_{\hat{д}}$. Если регистр дальности соединить с ЦАП, то на выходе последнего образуется измеренное значение дальности в виде напряжения $u_д$. Однако у такой схемы будут значительные ошибки, вызванные дискретностью по времени, так как частота $F_и$ мала. Поэтому схема иногда дополняется экстраполятором, учитывающим изменение дальности внутри периода ответных сигналов. Особенно просто выполнить экстраполяцию

при измерении дальности с летательного аппарата (ЛА) до неподвижного наземного объекта. Для этого измеряется собственная скорость ЛА и формируется последовательность вспомогательных импульсов с частотой повторения, пропорциональной скорости полета. Указанные импульсы подаются на вычитающий вход регистра дальности, уменьшая записанное там число, а следовательно, и измеренную дальность на величину, приближенно равную проходимому ЛА расстоянию от момента приема отраженного сигнала. Введение в дальномер сигналов от автономного измерителя скорости ЛА можно рассматривать как своеобразное комплексирование при прямоотсчетном методе измерения дальности.

б) Измерение дальности и ее производных при непрерывном сигнале. Напряжение на выходе приемника (фильтра доплеровских частот) полуактивной РГС, использующей непрерывный сигнал подсвета цели, выражается формулой (3.2.5). Дальность до цели определяется по задержке $\tau_з$, входящей в эквивалентный индекс $\beta_э$ ЧМ:

$$\beta_э = 2\beta \sin \Omega \tau_з/2. \qquad (5.3.7)$$

Скорость сближения измеряется на основе доплеровского смещения частоты $\omega_{дп} = 2\pi F_{дп}$, а ускорение сближения — за счет применения в измерителе $F_{дп}$ следящей системы с астатизмом 2-го порядка.

Устройство, в котором производятся указанные измерения (рис. 5.16, *а*), называют измерителем скорости или автоселектором скорости [66]. Последнее наименование связано с тем, что в таком измерителе одновременно осуществляется селекция цели по скорости.

Хотя часть элементов измерителя рассматривалась ранее в § 5.2 при описании частотного дискриминатора, для понимания принципа действия автоселектора в целом необходимо упомянуть

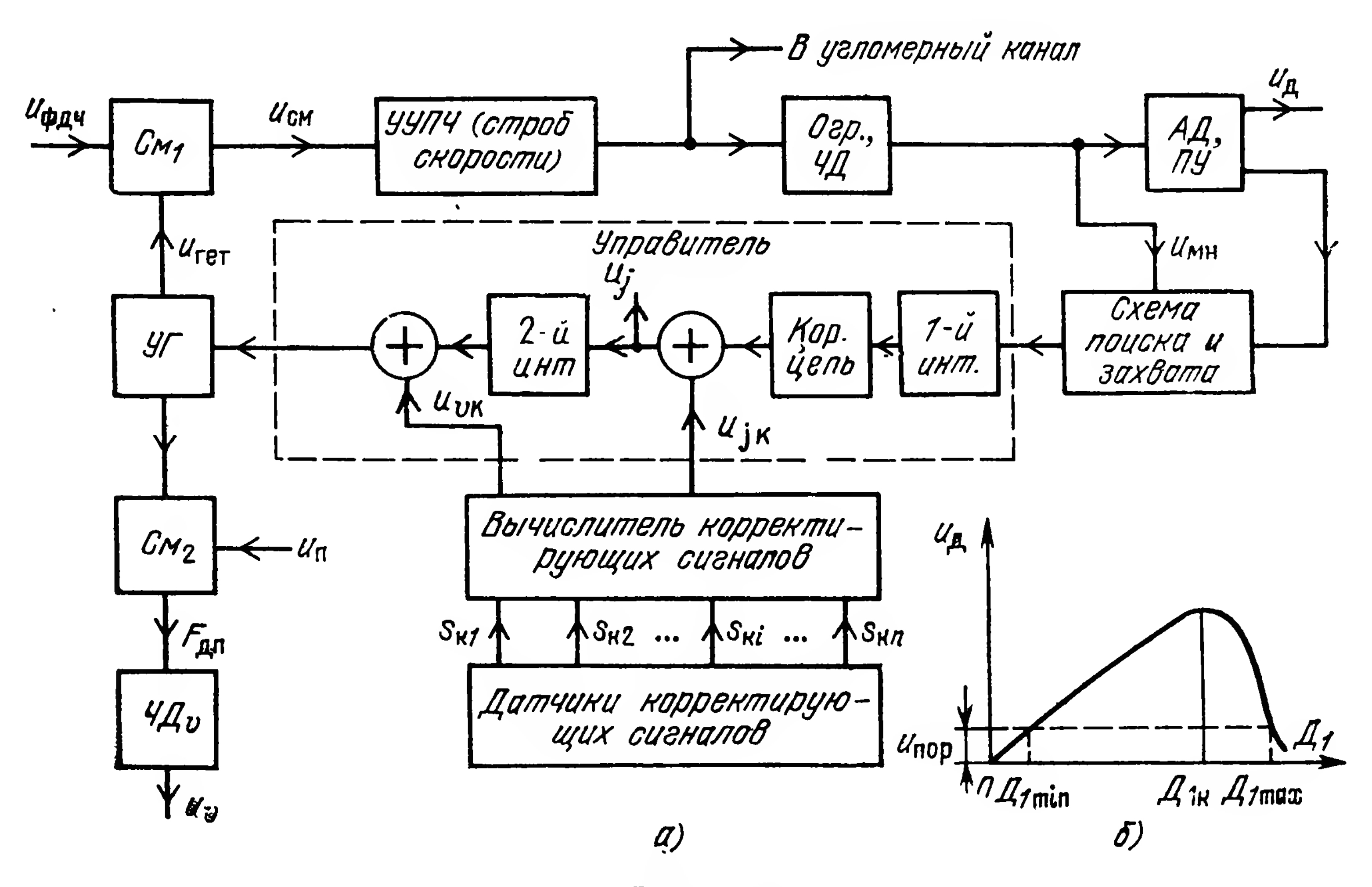



Рис. 5.16

о них снова. В смесителе $См_1$, на который подается напряжение $u_{фдч}$ (3.2.5) и сигнал $u_{гет}$ управляемого гетеродина (*УГ*), формируется напряжение $u_{см}$. Фаза последнего определяется разностью фаз колебаний $u_{гет}$ и $u_{фдч}$. Если *УГ* формирует гармонический сигнал с угловой частотой $\omega_г$, то

$$u_{см} = U_{см} \cos\left[\omega_{пр} t + 2\beta \sin \frac{\Omega \tau_з}{2} \cos(\Omega t - \varphi_1)\right]. \qquad (5.3.8)$$

Здесь $U_{см}$ — амплитуда сигнала, которая при коническом сканировании луча антенны РГС содержит информацию об угловом отклонении цели относительно равносигнального направления (РСН); $\omega_{пр} = \omega_г - \omega_{дп}$ — разностная частота. В выражении (5.3.8) исключена начальная фаза $\varphi_0$, так как при обработке сигнала она не используется.

После смесителя устанавливается узкополосный *УПЧ* (*УУПЧ*), именуемый также стробом скорости. Этот *УУПЧ*, настроенный на номинальное значение ПЧ $\omega_{пр0}$, является основным селектирующим элементом схемы. Полоса пропускания $\Delta F_{ст}$ строба скорости характеризует разрешающую способность РГС по скорости

$$\delta v = \frac{c}{2f} \Delta F_{ст}, \qquad (5.3.9)$$

где $f$ — несущая частота сигнала станции подсвета цели (СПЦ). Для повышения разрешающей способности желательно уменьшать $\Delta F_{ст}$, практически она составляет сотни герц — единицы килогерц [77].

Отселектированный сигнал с выхода *УУПЧ* поступает к выходным каскадам пеленгационного канала, где из него формируется управляющее напряжение привода антенны, на ограничитель *Огр.* и частотный детектор *ЧД*, а далее через обнаружитель (схему захвата) в управитель, сигнал которого перестраивает частоту *УГ*. Такая перестройка производится ввиду того, что в процессе самонаведения частота $\omega_{дп}$ изменяется и для удержания $\omega_{пр}$ вблизи $\omega_{пр0}$ (частоты настройки *УУПЧ*) следует изменять частоту $\omega_г$.

Сигнал, необходимый для захвата и перестройки частоты *УГ*, с выхода *УУПЧ* подается на ограничитель *Огр.* и частотный детектор *ЧД*. Будем считать, что *УУПЧ* осуществляет квазистатическое преобразование полезного сигнала $u_{см}$, т. е. производит лишь усиление этого напряжения, не меняя его спектра. Помимо того, примем, что частота сигнала не выходит за пределы линейного участка дискриминационной характеристики *ЧД*, т. е. напряжение на его выходе можно записать в виде

$$u_{чд} = k_{чд} (\omega_{пр\,0} - \omega_с), \qquad (5.3.10)$$

где $k_{чд}$ — коэффициент передачи ЧД; $\omega_{пр0}$ — переходная частота ЧД, равная частоте настройки *УУПЧ*; $\omega_с = d\theta_с/dt$ — частота сигнала, поступающего на *ЧД*.

Из (5.3.8) следует, что фаза сигнала, приходящего на *ЧД*,

$$\theta_c = \omega_{пр} t + 2\beta \sin \frac{\Omega \tau_з}{2} \cos(\Omega t - \varphi_1).$$

Дифференцирование $\theta_c$ по времени с учетом медленности изменений функций $\tau_з = \tau_з(t)$ и $\varphi_1 = \varphi_1(t)$ дает

$$\omega_c = \omega_{пр} - 2\Omega\beta \sin \frac{\Omega \tau_з}{2} \sin(\Omega t - \varphi_1).$$

Следовательно,

$$u_{чд} = k_{чд}(\omega_{пр\,0} - \omega_{пр}) + 2k_{чд}\Omega\beta \sin \frac{\Omega \tau_з}{2} \sin(\Omega t - \varphi_1). \qquad (5.3.11)$$

Слагаемые, которые входят в состав выражения (5.3.11), на выходе *ЧД* разделяются. Медленно изменяющееся напряжение $u_{мн} = k_{чд}(\omega_{пр0} - \omega_{пр})$ используется для перестройки УГ, чтобы выдерживалось приближенное равенство $\omega_{пр} \approx \omega_{пр0}$. С этой целью напряжение $u_{мн}$ через схему захвата подается на управитель, который воздействует на УГ, изменяя его частоту. Для уменьшения установившихся динамических ошибок и приобретения схемой свойств памяти по ускорению в состав управителя включают два интегрирующих звена и корректирующую цепь, обеспечивающую устойчивость следящей системы. Сумматоры служат для ввода сигналов коррекции от датчиков корректирующих сигналов (ДКС) в контур слежения за доплеровской частотой (через вычислитель корректирующих сигналов). Роль последнего та же, что и в схеме рис. 5.13. Простейшим измерителем параметров собственного движения ракеты является датчик линейных ускорений, измерительная ось которого ориентирована по линии визирования или по продольной оси ракеты. Информацию о параметрах движения цели можно получать по командной радиолинии с борта ЛА. На основании этих данных формируются сигналы коррекции $u_{jк}$ и $u_{vк}$, которые характеризуют либо собственные ускорения и скорость ракеты или ускорение и скорость сближения.

При высококачественной работе следящей системы измерителя, когда равенство $\omega_{пр} = \omega_{пр0}$ выдерживается точно, частота $\omega_г = \omega_{пр0} + \omega_{дп}$ управляемого гетеродина с точностью до постоянного слагаемого повторяет закон изменения доплеровской частоты и тем самым характеризует скорость сближения ракеты с целью. Сигнал *УГ* подается на смеситель *См*$_2$, куда также поступает сигнал $u_г$ с частотой $\omega_{пр0}$, а разностный сигнал *См*$_2$ с частотой $\omega_{дп}$ на частотном детекторе *ЧД*$_v$ преобразуется в напряжение $u_v$, отображающее скорость сближения $v_{сб}$. Напряжение $u_j$ на входе второго интегратора пропорционально ускорению сближения.

Второе слагаемое в выражении (5.3.11) представляет собой гармонический сигнал дальномерной частоты $\Omega$. Этот сигнал необходим для измерения дальности и формирования сигнала на разрешение захвата цели. С выхода *ЧД* сигнал дальномерной ча-

стоты подается на амплитудный детектор. Выпрямленное напряжение будет

$$u_д = 2k_{чд}k_{ад}\Omega\beta\sin\frac{\Omega\tau_з}{2}, \qquad (5.3.12)$$

где $k_{ад}$ — коэффициент передачи амплитудного детектора.

Величина дальномерной частоты $\Omega$ выбирается так, что в зоне дальности действия ракеты довольно точно выполняется равенство $\sin\Omega\tau_з/2 \quad \Omega\tau_з/2$ и зависимость $u_д$ от дальности $Д_1 = c\tau_з/2$ (рис. 5.16, *б*) практически линейная. Напомним, что расстояние $Д_1$ с точностью до методической ошибки $\Delta Д_м$ (3.1.4) характеризует дальность ракета—цель.

По мере увеличения $Д_1$ девиация частоты $\Omega\beta_э = 2\beta\Omega\sin\Omega\tau_з/2$ во входном сигнале *УУПЧ* возрастает и, начиная с некоторого значения $Д_1 = Д_{1к}$, она будет превосходить половину полосы пропускания узкополосного УПЧ. В этих условиях *УУПЧ*, не может осуществлять квазистатическое преобразование $u_{см}$. Более того, на выходе *УУПЧ* начнут действовать импульсные сигналы с периодом следования $T_\Omega = 2\pi/\Omega$. Скважность импульсов увеличивается вместе с ростом $Д_1$, вследствие чего напряжение $u_д$ при $Д_1 > Д_{1к}$ будет уменьшаться. Если $u_д$ подать на пороговое устройство, срабатывающее при $u_д > u_{пор}$, где $u_{пор}$ — напряжение порога, а пороговое устройство соединить со схемой захвата, то можно обеспечить разрешение захвата сигналов, поступающих только от тех целей, которые удалены от ракеты на расстояние $Д_{1min} \leqslant Д_1 \leqslant Д_{1max}$. Чтобы не произошел сброс захвата, когда расстояние между ракетой и целью в процессе сближения становится меньше $Д_{1min}$, применяются специальные цепи блокировки.

Измерение дальности осуществляется на выходе амплитудного детектора прямоотсчетным методом. Если используется монохро-

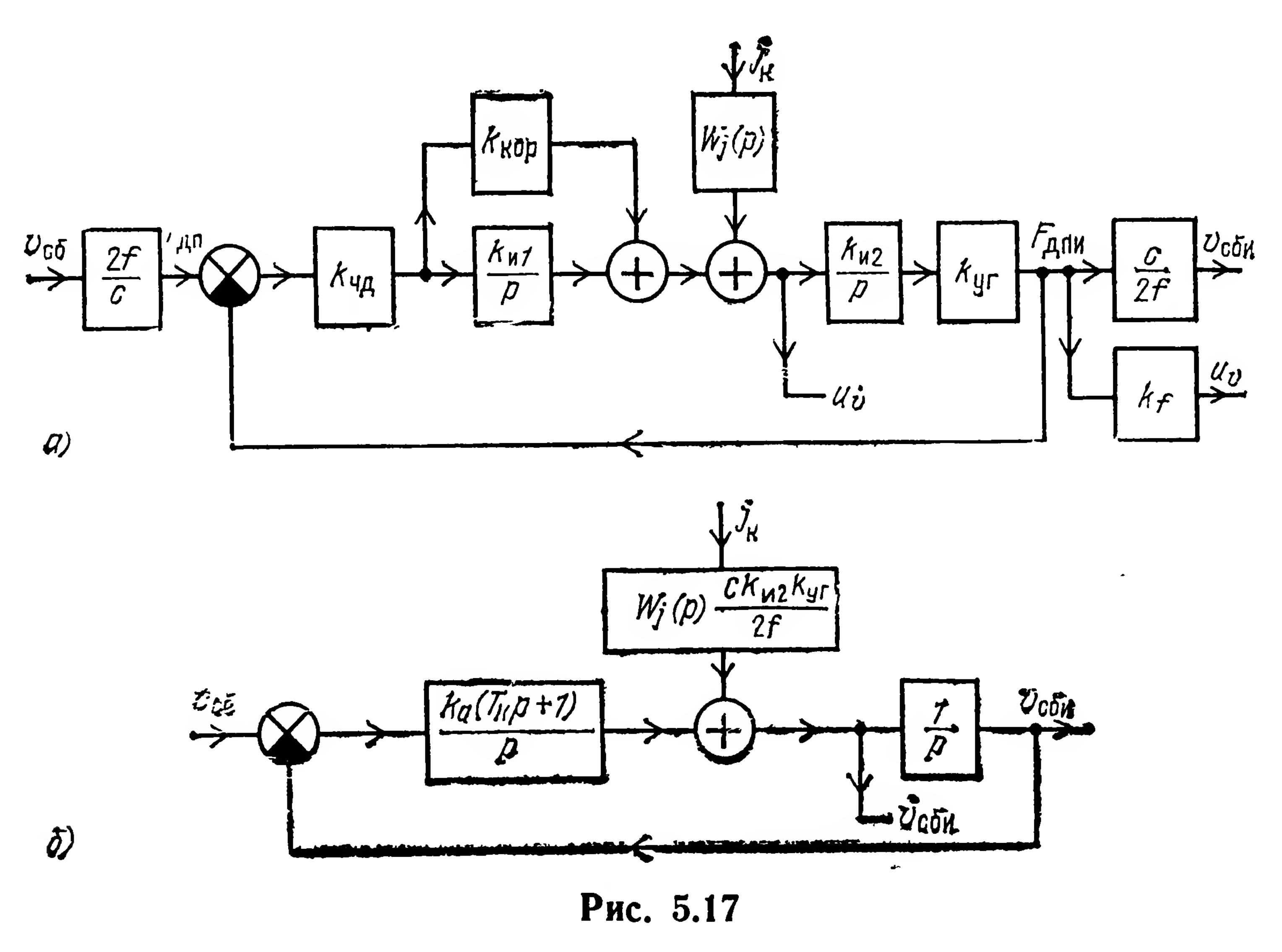



Рис. 5.17

матический сигнал подсвета цели ($\beta=0$), то дальность не измеряется.

Для полуактивных РГС простейшего вида типичным является применение корректирующего сигнала от датчика линейного ускорения, поэтому динамическую структурную схему комплексного измерителя скорости можно представить в виде рис. 5.17. При составлении данной структурной схемы считалось, что углы упреждения невелики и методической ошибкой (5.3.1) измерения скорости сближения можно пренебречь. На рис. 5.17, *а* в дополнение к тем обозначениям, которые введены при описании схемы рис. 5.15, *а*, добавлены коэффициенты передачи $k_{чд}$, $k_{уг}$, $k_f$ ЧД следящего контура, управляемого гетеродина и частотного детектора ЧД$_v$. Коэффициент усиления по ускорению для схемы рис. 5.17, *б* $k_a=k_{чд}k_{и1}k_{и2}k_{уг}$, а постоянная времени корректирующей цепи, как и ранее, $T_к=k_{кор}/k_{и1}$.

Условия инвариантности находятся по методике п. а) настоящего параграфа и выражаются формулами

$$\left.\begin{aligned} W_j(p) &= \frac{2f}{ck_{и2}\,k_{уг}}, \\ \frac{d\,j_к}{dt} &= \frac{d^2 v_{сб}}{dt^2}. \end{aligned}\right\} \qquad (5.3.13)$$

Правую часть второго условия (5.3.13) можно представить как $dj_ц/dt-dj_р/dt$, где $j_ц$ и $j_р$ — радиальные ускорения цели и ракеты соответственно. Обычно $dj_р/dt\gg dj_ц/dt$. Это дает основание в простейшем случае использовать для коррекции только датчик линейных ускорений, установленный на ракете.

в) Измерение дальности и ее производных при квазинепрерывном сигнале. Особенностями измерения дальности и ее производных при квазинепрерывном сигнале (или по другой терминологии сигнале с ВЧПИ) являются неоднозначность отсчета дальности и наличие «мертвых зон» при приеме сигнала. Последние возникают за счет бланкирования (запирания) приемника на время излучения зондирующего импульса. Такое бланкирование вводится в РЛС и активных РГС. При изменении дальности между целью и УО, снабженным РЛС или активной РГС, каждый раз, когда расстояние цель—УО будет пропорционально периоду повторения импульсов $T_и$, отраженный сигнал подавляется бланкирующим импульсом. Зоны подавления называют иногда упомянутыми ранее «мертвыми зонами» приема. Число подавляемых импульсов зависит, в частности, от скважности. Так, при скважности $Q=2$ подавляются 50% импульсов, что вызывает значительные потери при обнаружении цели и возрастание ошибок при измерении параметров ее движения, особенно на больших дальностях, когда отношение сигнал-шум мало.

Одним из способов борьбы с подавлением сигналов при ВЧПИ является изменение периода повторения зондирующих импульсов $T_и$ по тому или иному закону, чтобы избежать такой ситуации,

когда дальность цель — УО пропорциональна $T_и$. В режиме автоматического сопровождения цели по дальности это можно достичь с помощью схемы, представленной на рис. 5.18 [25]. Синхронизатор (*Синхр.*) вырабатывает импульсы запуска передатчика

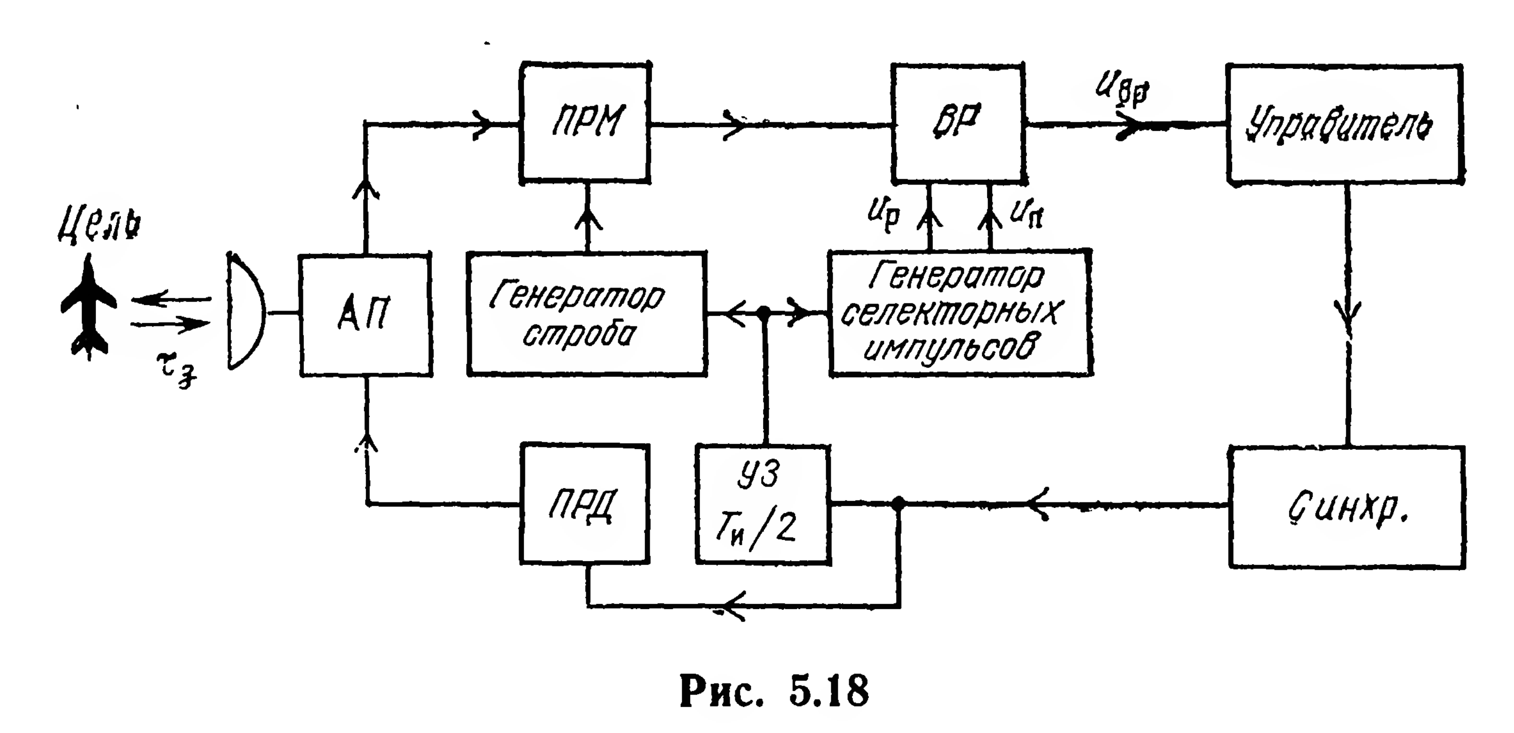



**Рис. 5.18**

(*ПРД*) с периодом повторения $T_и$. Одновременно эти импульсы после задержки на время $T_и/2$ в устройстве задержки (*УЗ*) подаются на генератор строба и генератор селекторных импульсов. Импульсом строба открывается приемник (*ПРМ*) на время приема сигнала, а ранний и поздний селекторные импульсы поступают на временной различитель (*ВР*) дальномера. Функциональная схема этого различителя совместно с цепями стробирования приемника изображена в нижней части рис. 5.10. Сигнал рассогласования $u_{вр}$ через управитель воздействует на синхронизатор, изменяя период повторения импульсов $T_и$ в зависимости от значения $u_{вр}$. При сближении УО с целью период $T_и$ уменьшается до величины, определяемой допустимой скважностью $Q_{доп}$. По достижении $Q_{доп}$ в синхронизаторе производятся переключения, в результате которых величина $T_и$ принимает свое номинальное значение, после чего $T_и$ вновь начинает уменьшаться под действием напряжения $u_{вр}$.

Эпюры напряжений в различных точках рассмотренного устройства показаны на рис. 5.19. Запускающие импульсы передатчика (рис. 5.19,*а*) следуют с периодом $T_и$, который может плавно изменяться во времени, т. е. $T_и = T_и(t)$. Условная нумерация нескольких импульсов введена для того, чтобы можно было сопоставить их с отраженными импульсами, которые им соответствуют. Селекторные импульсы (рис. 5.19,*б*) следуют строго посредине между зондирующими импульсами. Последовательность импульсов ПЧ на выходе приемника (рис. 5.19,*в*) задержана относительно ЗИ на время $\tau_з$. Период следования $T_{ит}$ этих импульсов в общем случае отличен от $T_и$. Величина $T_{ит}$ определяется соотношением

$$T_{ит} = \frac{2}{2n+1}\tau_з = \frac{2}{c}\,\frac{2}{2n+1}Д, \qquad (5.3.14)$$

где $n$ — число периодов, укладывающихся во временной задержке

$\tau_з$, называемое в дальнейшем кратностью зоны дальности или просто кратностью.

Динамическая структурная схема следящей системы, которая соответствует схеме измерения периода $T_и$ при использовании сигналов с ВЧПИ (рис. 5.18), изображена на рис. 5.20. При составле-

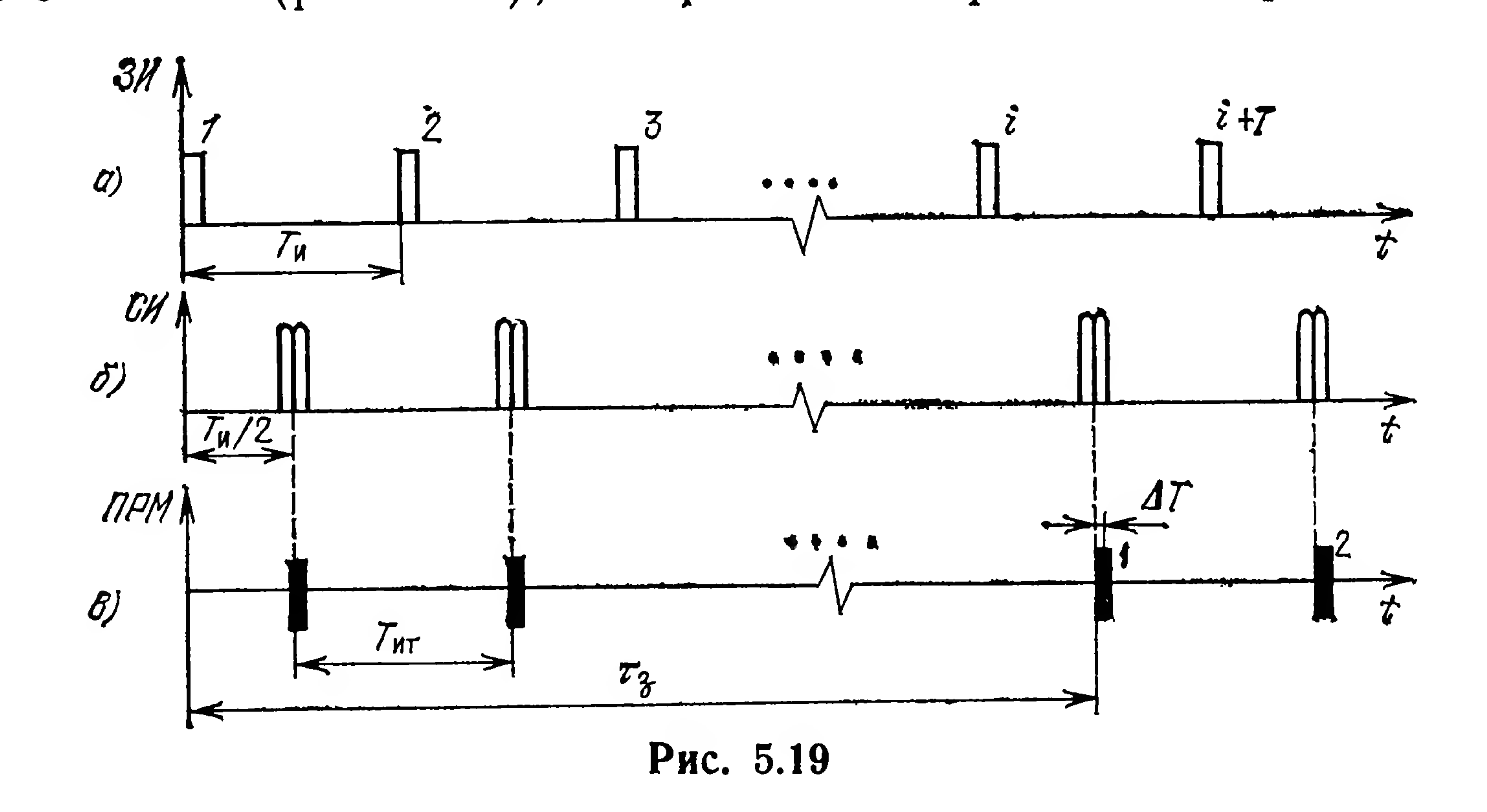



Рис. 5.19

нии структурной схемы принималось, что управитель как и во всех ранее рассмотренных схемах содержит два интегратора и цепи коррекции. Коэффициент усиления по ускорению равен $k_a = k_{вр}k_{и1}k_{и2}k_{уп}$, где, помимо ранее использовавшихся обозначений, принято $k_{уп}$ — коэффициент передачи генератора с управляемым

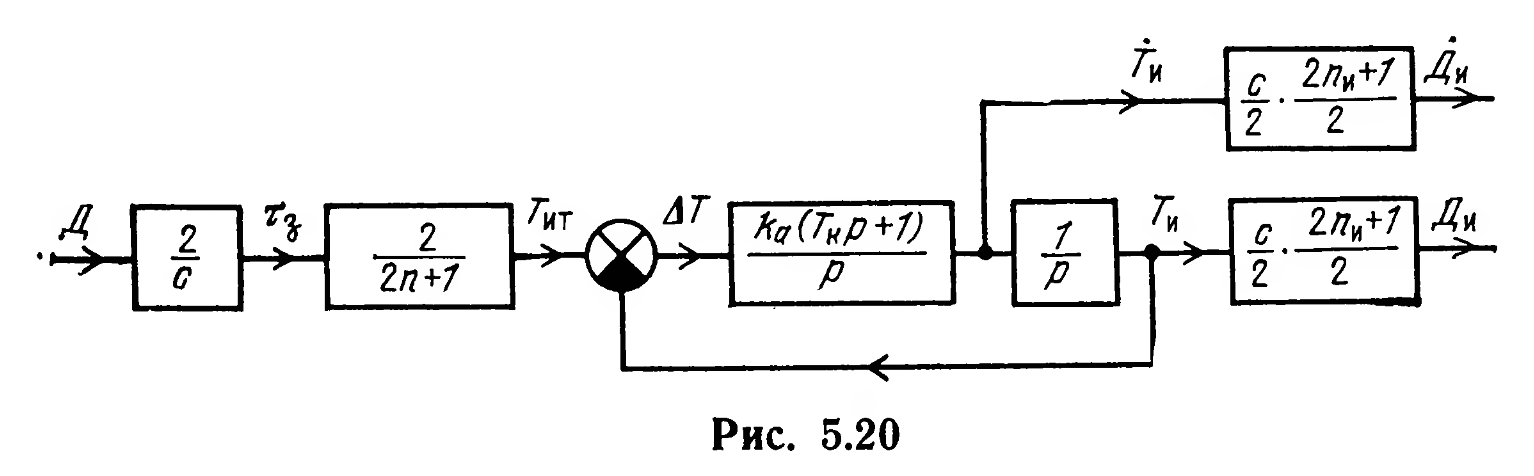



Рис. 5.20

периодом повторения импульсов. Динамическая структурная схема рис. 5.20 отображает систему, следящую за периодом повторения импульсов. С помощью такой системы период повторения импульсов $T_и$, вырабатываемых в синхронизаторе, подстраивается под требуемый период повторения $T_{ит}$, с которым поступают отраженные импульсы. В схеме измеряются период $T_и$ и скорость его изменения. Приборными аналогами этих параметров являются напряжения соответственно на выходе и входе второго интегратора.

Изменение дальности $Д(t)$ связано с периодом $T_и$ соотношениями

$$\left.\begin{aligned} T_и &= \frac{2}{c}\,\frac{2}{2n+1}\,\Phi_T(p)\,Д, \\ \dot{T}_и &= \frac{2}{c}\,\frac{2}{2n+1}\,\Phi_T(p)\,\dot{Д}, \end{aligned}\right\} \qquad (5.3.15)$$

где $\Phi_T(p)=\frac{k_a(T_\text{к}p+1)}{p^2+k_aT_\text{к}p+k_a}$ — передаточная функция замкнутой следящей системы (рис. 5.20).

При неизменной дальности в установившемся режиме ($p=0$) будем иметь

$$T_\text{и}=\frac{2}{c}\frac{2}{2n+1}Д. \tag{5.3.16}$$

Соотношение (5.3.16) указывает на пропорциональность в изменении периода и дальности при фиксированном $n$. Следовательно, при допустимом изменении периода, например, в 2 раза относительная дальность будет также изменяться в 2 раза. Для пояснения этого приведем пример. Пусть при некотором номинальном значении периода $T_\text{и}$ и заданном $n$ дальность составляла $Д=50$ км. При сближении не будут наблюдаться «мертвые зоны» до дальности 25 км. Когда дальность достигнет 25 км, произойдет изменение величины $n$ и период $T_\text{и}$ вновь получит номинальное значение. Следующее изменение $n$ произойдет на дальности 12,5 км, что составляет половину от 25 км и т. д.

Отслеживаемый период $T_\text{ит}$ линейно зависит от дальности в соответствии с формулой (5.3.14), причем крутизна обратно пропорциональна кратности $n$. Это означает, что при изменении $Д$ с постоянной скоростью скорость уменьшения периода $T_\text{ит}$, который является входным воздействием для следящей системы, будет увеличиваться по мере сближения УО с целью. Поэтому в [25] предлагается увеличивать $k_a$ при сближении УО с целью (уменьшении $n$) по закону

$$k_{a1}=2k_a/(2n+1). \tag{5.3.17}$$

Для нестационарного контура зависимость между $T_\text{и}$ и $Д$ остается прежней (5.3.15), но в ней следует заменить $k_a$ на $k_{a1}$.

Обе рассмотренные схемы обеспечивают лишь временну́ю селекцию цели путем стробирования приемника. Эти схемы могут стать измерителями дальности и скорости сближения, если определять в каждый момент времени значение $n$. Формулы вычисления дальности $Д_\text{и}$ и ее производной $\dot{Д}_\text{и}$ в этом случае очевидны

$$\left.\begin{aligned} Д_\text{и}&=\frac{c}{2}\frac{2n_\text{и}+1}{2}T_\text{и},\\ \dot{Д}_\text{и}&=\frac{c}{2}\frac{2n_\text{и}+1}{2}\dot{T}_\text{и}, \end{aligned}\right\} \tag{5.3.18}$$

где $n_\text{и}$ — измеренное значение кратности.

Существуют различные способы измерения кратности [25, 108]. Один из них основан на том, что при квазинепрерывном сигнале можно с достаточно высокой точностью измерить относительную радиальную скорость УО и цели на основе определения доплеровского сдвига частоты. Дискриминационная часть измерителя $\dot{Д}$ изображена на рис. 5.10, а его динамическая структурная схема на рис. 5.17,*б*, если заменить в ней $v_\text{сб}=-\dot{Д}$ и $v_\text{сби}=-\dot{Д}_\text{и}$. Обо-

значив передаточную функцию замкнутой системы регулирования для схемы рис. 5.17,б через $\Phi_v(p)$, найдем

$$\dot{Д}_и = \Phi_v(p)\, \dot{Д}. \tag{5.3.19}$$

Образуем частное

$$\frac{\dot{Д}_и}{\dot{T}_и} = \frac{\Phi_v(p)}{\Phi_T(p)} \frac{c}{2} \frac{2n+1}{2}, \tag{5.3.20}$$

где $\dot{T}_и$ и $\dot{Д}_и$ определяются выражениями (5.3.15) и (5.3.19).

Соотношение (5.3.20) показывает принципиальную возможность определения $n$ на основе измерения частного $\dot{Д}_и/\dot{T}_и$. При оценке точности, с которой может быть вычислена кратность $n$, следует учитывать еще и флюктуационную погрешность измерения $\dot{T}_и$ и $\dot{Д}_и$.

Динамическая структурная схема оптимального комплексного измерителя дальности и скорости сближения при квазинепрерывном зондирующем сигнале показана на рис. 5.21. Она составлена на основании рис. 5.3, 5.4 и 5.14, которые уже детально обсуждались. Поэтому здесь поясним лишь некоторые особенности рас-

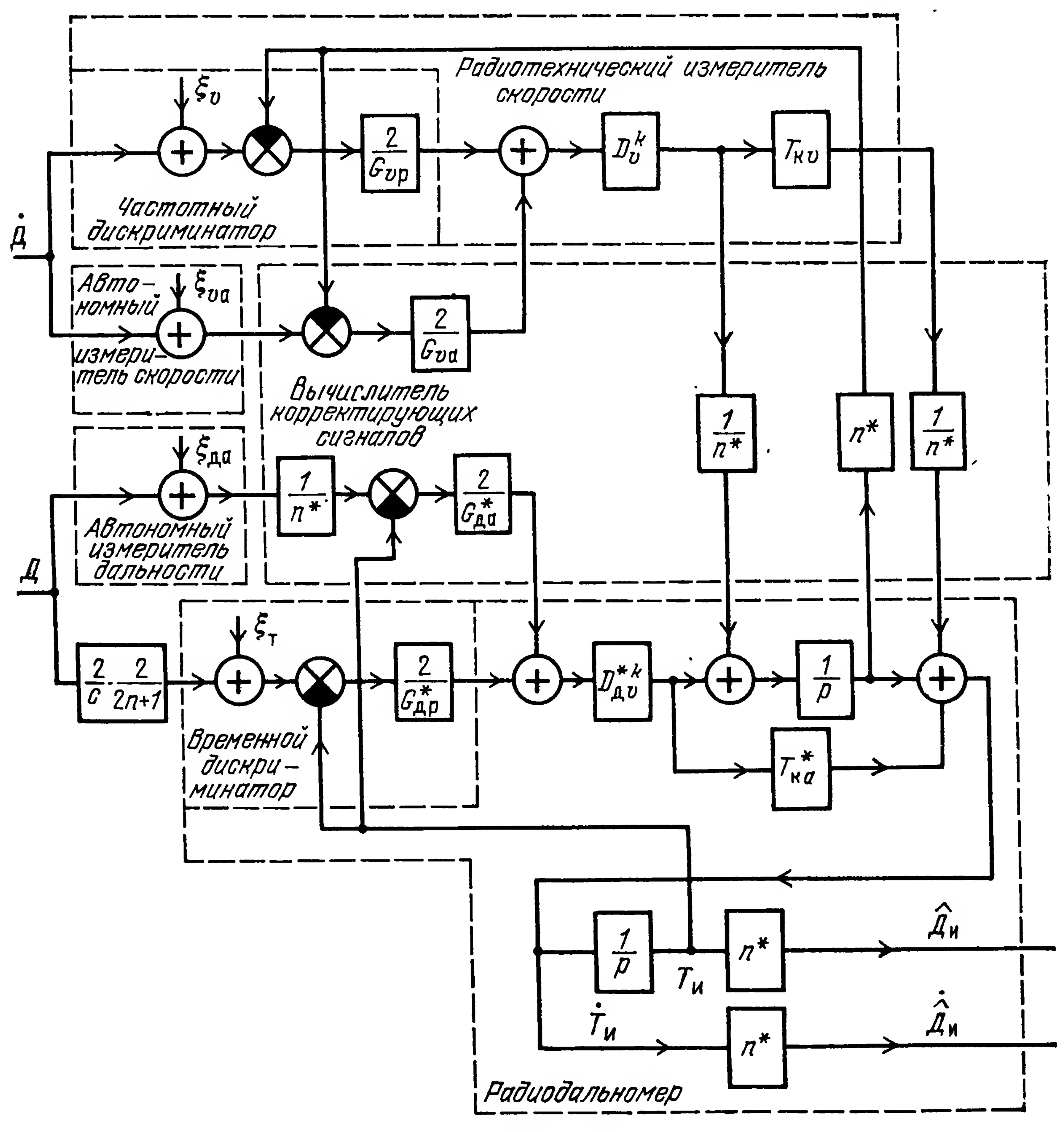



Рис. 5.21

сматриваемого измерителя. В схеме фигурирует коэффициент пересчета $n^*$ корректирующих сигналов, связанный с измеренным значением $n_и$ кратности зоны дальности соотношением

$$n^* = \frac{c}{2} \cdot \frac{2n_и + 1}{2}. \qquad (5.3.21)$$

Спектральная плотность $G^*_{да}$, входящая в весовой коэффициент, с которым вводится сигнал дальности от автономного измерителя дальности, равна $G^*_{да} = G_{да}/(n^*)^2$, где $G_{да}$ — спектральная плотность шума $\xi_{да}$. Спектральные плотности $G_{vр}$ и $G^*_{др} = G_{др}/(n^*)^2$ определяют шумы $\xi_v$ и $\xi_T$ соответственно на входах ЧД и временного различителя. Шум $\xi_T$ характеризует случайные изменения периода повторения импульсов $T_и$. При вычислении параметров схемы $D^{*к}_{дv}$ и $T^*_{ка}$ по формулам (5.1.32), (5.1.33) и (5.3.2) в последние необходимо подставлять значения спектральных плотностей $G^*_{да}$ и $G^*_{др}$.

При вычислении дисперсий $D^к_д$ и $D^к_v$ ошибок измерений дальности и скорости следует пользоваться формулами (5.1.33), если положить в них

$$\frac{1}{G_д} = \frac{1}{G^*_{др}} + \frac{1}{G^*_{да}}; \quad \frac{1}{G_v} = \frac{1}{G_{vр}} + \frac{1}{G_{va}}. \qquad (5.3.22)$$

Дисперсии указанных ошибок в установившемся режиме находятся из (5.1.33), если считать левые части уравнений равными нулю.

**2. Комплексирование при цифровой обработке.** Переход к цифровым комплексным измерителям дальности и ее производных дает два основных преимущества: существенное снижение массы и размеров аппаратуры измерителей и почти идеальную стабильность инструментальных характеристик, что практически исключает необходимость регулировки аппаратуры в процессе эксплуатации и при замене блоков. Однако таким устройствам свойственны и недостатки. Наиболее существенными среди них являются: нелинейность, вызванная квантованием измеряемых параметров по уровням и приводящая к ухудшению качества работы следящих систем измерителей, а также возникновение дополнительных ошибок измерения, вызванных квантованием.

При цифровой обработке сигналов в комплексном измерителе используются цифровые дальномеры, автоселекторы скорости, а также цепи ввода сигналов коррекции. Последние обычно реализуются с помощью цифрового вычислителя, запрограммированного на решение тригонометрических соотношений, связанных с приведением данных к единой системе координат, а также для согласования размерностей корректирующих и корректируемых сигналов. В последующем основное внимание уделяется переводу на цифровую обработку рассмотренных ранее аналоговых измерителей дальности и ее производных. Далее полученные в результате такого перевода устройства для краткости называются цифровыми дальномерами и цифровыми измерителями скорости [134].

На современном этапе развития цифровой техники наметилось два пути реализации цифровых измерителей: покаскадный перевод аналогового измерителя на элементы цифровой техники [37, 111] и разработка специализированного цифрового вычислителя, в котором реализован алгоритм функционирования измерительного устройства [134].

Первый способ реализации цифровых измерителей иногда называют аппаратурным, а второй — программным. Аппаратурный способ использовался преимущественно на первых этапах внедрения цифровой техники в бортовые измерительные устройства. Для разработок этого периода характерно применение в них интегральных микросхем с малым или средним уровнем интеграции [37]. Цифровые измерители такого типа имеют обычно достаточно высокое быстродействие, но их массо-габаритные характеристики почти такие же, как и у аналоговых измерителей. Развитие второго способа связано с появлением программируемых больших интегральных схем (БИС), реализованных в виде микропроцессорных комплектов, на базе которых стало возможным создание малогабаритных специализированных вычислителей, а также универсальных микро-ЭВМ [5, 23, 87, 118].

Для аппаратурной реализации цифровых измерителей, каждое из рассмотренных в п. 1 настоящего параграфа устройств, целесообразно разделить на три части: дискриминатор, управитель и выходной преобразователь, именуемый иногда синтезатором [111]. Некоторые варианты реализации цифрового дискриминатора для дальномера даны в п. 2 предыдущего параграфа. Там же указывалось, что в измерителе скорости и в комплексном измерителе дальности и скорости при квазинепрерывном сигнале дискриминаторы целесообразно выполнять в аналоговом варианте, а для сопряжения их с цифровыми управителями необходимо использовать аналого-цифровые преобразователи.

Все рассмотренные ранее управители выполнены по однотипной схеме. Они содержат два интегратора, цепь прямой связи, которая охватывает первый интегратор, и сумматоры. Известны два основных типа цифровых интеграторов (ЦИ): сумматор, охваченный положительной обратной связью, и реверсивный счетчик [62, 108]. При реализации интегратора с использованием сумматора на вход сумматора подается в параллельном или последовательном коде число из регистра сигнала рассогласования и из регистра самого сумматора. Результат суммирования записывается в регистр сумматора. Использование параллельного кода повышает быстродействие интегратора, но при этом требуется, чтобы разрядность сумматора была равна разрядности кодов. Обычно в цифровых измерителях используются 12...15-разрядные коды [27]. Применение реверсивного счетчика в качестве интегратора требует предварительного преобразования кода интегрируемого параметра в число импульсов, пропорциональное числовому коду, и подачи полученных импульсов на суммирующий или вычитающий вход счетчика в зависимости от знака кода числа.

Умножение на постоянные коэффициенты, такие, например, как коэффициент усиления по ускорению $k_a$, постоянная времени цепи коррекции $T_к$ и т. д., удобнее всего осуществить, если их величину можно представить в виде числа $2^m$. Тогда умножение сводится к сдвигу входного числа (умножаемого) на $m$ разрядов влево (при $m>0$) или вправо (при $m<0$).

Преобразователь в цифровом дальномере служит для преобразования кода дальности в стробирующий импульс, который открывает приемник. Одна из возможных схем такого преобразова-

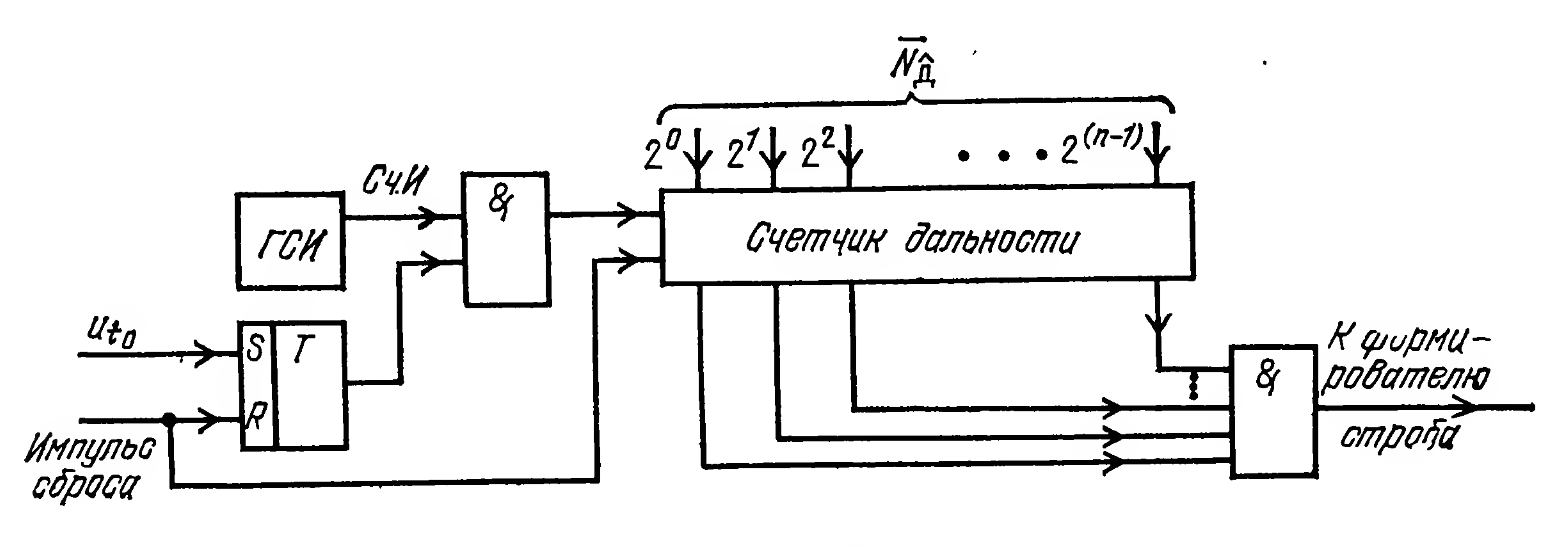



Рис. 5.22

теля показана на рис. 5.22. В счетчик дальности записывается в обратном коде $\bar{N}_{\hat{д}}$ измеренное значение дальности. В момент излучения зондирующего импульса сигнал $u_{t_0}$ поступает на триггер $T$, запуская его. Выходным напряжением триггера открывается схема «И», через которую счетные импульсы *Сч. И* от генератора *ГСИ* подаются на счетчик. Так как в счетчик введен код $\bar{N}_{\hat{д}}$, время, которое необходимо для установки всех триггеров счетчика в положение логической единицы, равно времени задержки отраженного сигнала. Этот факт фиксируется появлением логической единицы на выходе многовходовой схемы «И». Сформированная таким образом логическая единица используется для выработки строба. Импульс сброса прекращает доступ счетных импульсов и устанавливает счетчик на нуль.

Если объединить все описанные цифровые схемы, то образуется аппаратурный вариант построения цифрового дальномера (рис. 5.23). Он содержит цифровой временной различитель *ЦВР*, формирующий код сигнала рассогласования; два цифровых интегра-

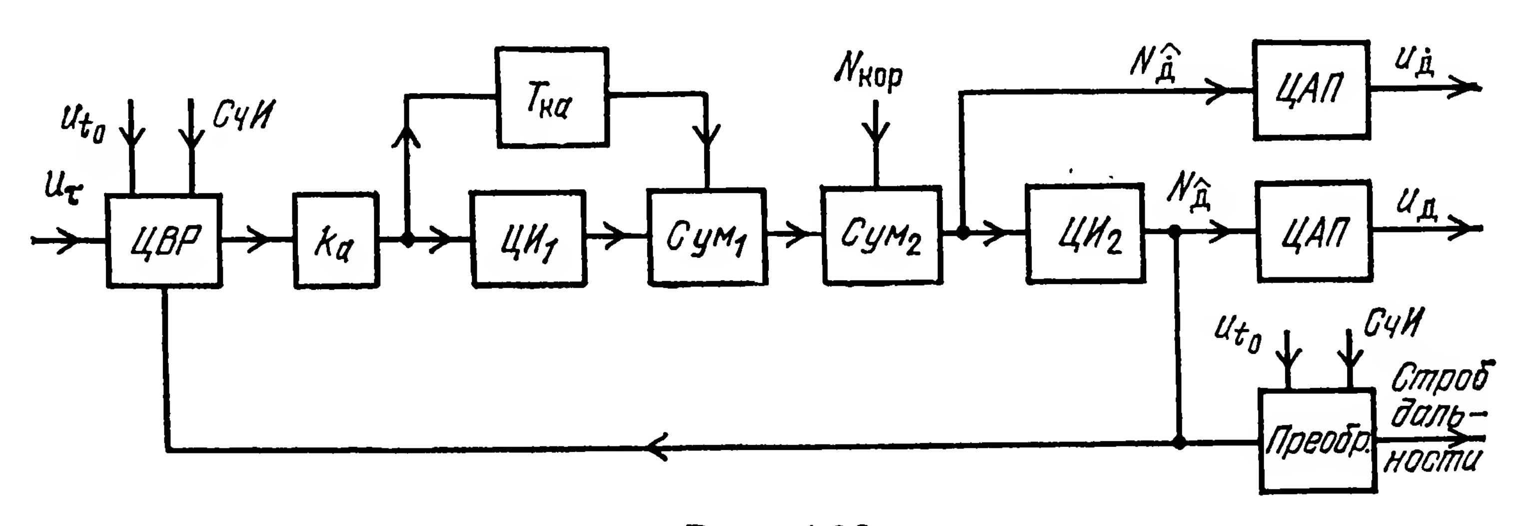



Рис. 5.23

тора — $ЦИ_1$, $ЦИ_2$; сумматор $Сум_1$, через который вводится с коэффициентом $T_{ка}$ код сигнала стабилизации, и сумматор $Сум_2$ ввода кода $N_{кор}$ корректирующего сигнала. Преобразователь или по другой терминологии счетчик дальности необходим для формирования строба дальности, открывающего приемник [111].

Выходные сигналы дальности и ее производной могут быть представлены в цифровой форме $N_{\hat{д}}$, $N_{\dot{\hat{д}}}$ или в виде напряжений $u_д$ и $u_{\dot{д}}$. Чтобы получить $u_д$ и $u_{\dot{д}}$, в состав схемы вводят цифро-аналоговые преобразователи (*ЦАП*). Отдельные элементы схемы соединены между собой группами линий (по одной линии на каждый разряд передаваемого кода), которые именуются шинами.

По аналогичным схемам могут быть построены измеритель скорости при непрерывном сигнале и измеритель периода повторения при квазинепрерывном сигнале. В таких схемах находят применение аналоговые ЧД и ВР (см. рис. 5.10), сопрягаемые с *АЦП*. Выходные коды управителя преобразуются с помощью ЦАП в напряжение, под действием которого изменяется частота УГ в измерителе скорости и период повторения импульсов в синхронизаторе РЛС или РГС с квазинепрерывным сигналом.

Основные положения программного способа реализации цифровых измерителей рассмотрим на наиболее общем варианте построения всех ранее представленных измерителей дальности и ее производных. Для этого варианта характерно аналоговое выполнение дискриминационной части и преобразователя (синтезатора). В цифровой форме выполняется лишь управитель. Сопоставление динамических структурных схем рис. 5.15,*б*; 5.17,*б*; 5.20 позволяет построить обобщенную структурную схему управителя рис. 5.24.

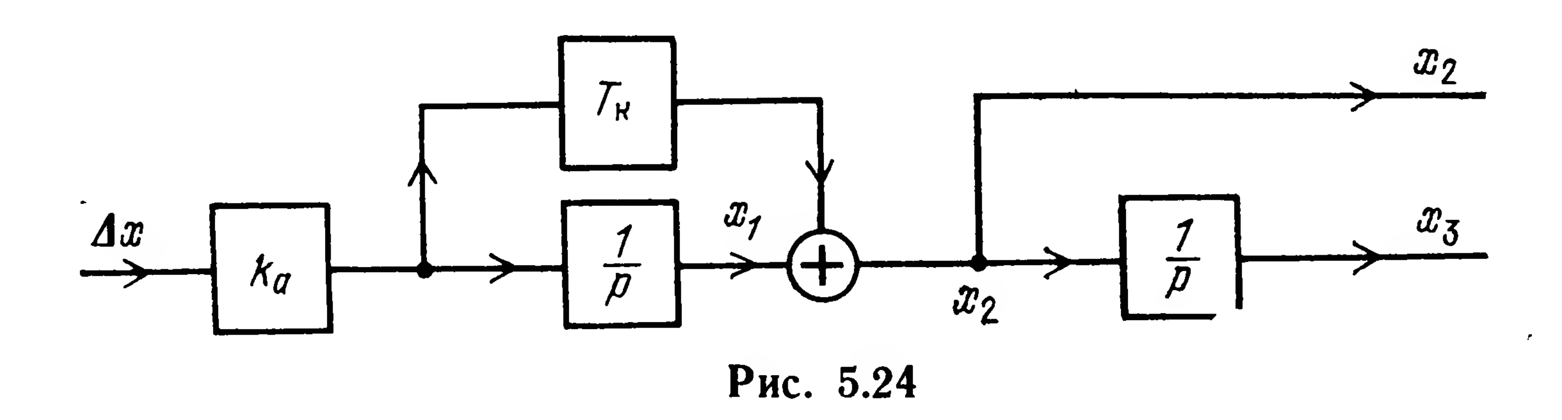



**Рис. 5.24**

Обобщенные координаты $x_3$ и $x_2$ отображают соответственно дальность и ее производную, скорость сближения и ее производную или период повторения импульсов и его производную. Символом $\Delta x$ обозначено рассогласование по указанным выше параметрам. Для схемы рис. 5.24 справедлива следующая система уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \dot{x}_1 &= k_a \Delta x, \\ x_2 &= x_1 + k_a T_к \Delta x, \\ \dot{x}_3 &= x_2. \end{aligned}\right\} \qquad (5.3.23)$$

Программная реализация управителя сводится к составлению программы решения системы уравнений (5.3.23) на универсальной ЭВМ, если она установлена на УО, или цифровом вычислителе, специально разработанном для этой цели. Недостаток первого подхода состоит в том, что универсальная ЦВМ загружена одновременным решением многих задач. Поэтому для рационального использования времени работы центрального процессора и памяти машины требуется чрезвычайно сложное программное обеспечение. Помимо того, быстродействие универсальной ЦВМ может оказаться недостаточным для обработки информации, поступающей от радиоэлектронных измерителей [108].

Структура специализированного цифрового вычислителя, способного решать систему уравнений (5.3.23), может быть самой разнообразной. Один из вариантов построения такого вычислителя предложен в [110]. Вычислитель состоит из трех однотипных решающих блоков, объединенных через шины управления и шины данных с устройством управления. Решающий блок состоит из микропроцессора, оперативного ЗУ, входных и выходных регистров, а также цепей коммутации. Каждый решающий блок программируется на решение одного из уравнений системы (5.3.23). Такая параллельная работа процессоров вычислителя позволяет получить высокое быстродействие вычислений. Наибольшее время затрачивается на решение дифференциального уравнения. Программа решения предусматривает реализацию какого-либо из существующих методов численного интегрирования. В [110] показано, что применение метода Эйлера для интегрирования при тактовой частоте решения 1 МГц обеспечивает максимальную частоту гармонической составляющей воспроизводимого решения, равную 200 Гц. Обычно полосы пропускания измерителей рассматриваемого типа не превышают 10...15 Гц. Поэтому один специализированный вычислитель может быть использован для обработки данных при сопровождении нескольких целей [52].

Результатом решения является получение в каждом цикле цифрового кода координаты $x_3$ и ее производной $x_2$. При сопровождении цели по дальности код $N_{x3}=N_{\hat{\text{д}}}$ записывается в регистр дальности, что приводит к формированию строба дальности, необходимого для отпирания приемника. Если сопровождаются несколько целей, то число регистров дальности должно быть равно числу сопровождаемых целей. В этом случае при формировании строба дальности прогнозируется предполагаемое положение отраженного от цели сигнала на цикл обзора РЛС. Существуют различные алгоритмы такого прогноза [55].

# ГЛАВА ШЕСТАЯ

# *Радиоэлектронные измерители угловых координат и их производных*

## 6.1. Основные положения теории оптимального измерения угловых координат и их производных

Оптимальные измерители угловых координат цели и их производных, именуемые в дальнейшем также угломерными устройствами или, короче, угломерами, синтезируются на основе изложенной в § 5.1 общей теории оптимизации автоматических измерителей. Это означает, что автоматический радиоэлектронный угломер можно разделить на две части: угловой дискриминатор, называемый часто пеленгатором, и систему отработки, синтез которых осуществляется порознь.

Структура оптимального пеленгатора находится при решении уравнения правдоподобия (5.1.4). Применительно к измерению угловых координат при записи уравнения правдоподобия следует учитывать, что принимаемые колебания представляют собой пространственно-временной сигнал (поле), характеризующий распределение энергии в пространстве в соответствии с размещением там целей и маскирующих эти цели помех. Поэтому в состав синтезируемого пеленгатора должно входить устройство, преобразующее в электрический сигнал пространственную информацию о координатах целей, содержащуюся в параметрах электромагнитного поля. Для радиотехнических угломеров таким устройством является антенна, а в тепловых и других угломерах подобным преобразователем служит оптико-электронная система (ОЭС), реагирующая на тепловое излучение или электромагнитные колебания видимого диапазона волн.

Отмеченная особенность принимаемого сигнала может быть учтена двумя способами: преобразующее устройство синтезируется в процессе определения оптимальной структуры пеленгатора или считается заданным и синтезируется лишь приемник и выходные цепи пеленгатора. Задание преобразователя означает, что задается метод пеленгации, т. е. последовательность операций, производящихся над электромагнитным полем в процессе преобразования его в электрический сигнал.

Первый способ синтеза представляется более последовательным, но вместе с тем он является и более сложным. Применение первого способа требует во всех соотношениях § 5.1, характеризующих принимаемую реализацию, отношение правдоподобия и уравнение правдоподобия, заменить скалярный аргумент $t$ (время) векторным, который представляет совокупность времени $t$ и радиус-вектора $\mathbf{r}$ точек пространства, занимаемого апертурой преобразующего устройства (антенны или ОЭС) [116].

Так, реализация принимаемого пространственно-временного сигнала (поля) $u_{пр}(t, \mathbf{r})$ при учете действия лишь аддитивных помех запишется в виде

$$u_{пр}(t, \mathbf{r}) = u_с(t, \mathbf{r}, \mathbf{x}) + u_ш(t, \mathbf{r}), \qquad (6.1.1)$$

где $u_с(t, \mathbf{r}, \mathbf{x})$, $u_ш(t, \mathbf{r})$ и $\mathbf{x}$ — полезный сигнал, помеха и вектор измеряемых параметров соответственно.

Уравнение правдоподобия (5.1.4) для синтеза пеленгатора получится из (5.1.2), (5.1.3), если считать, что фигурирующий в них вектор $\mathbf{u}_{пр}$ образуется из реализации, описываемой соотношением (6.1.1). Решение уравнения правдоподобия определит структуру пространственно-временного фильтра (оптимального пеленгатора), который в ряде практически важных приложений распадается на последовательно соединенные пространственный и временной фильтры.

В радиотехническом угломере роль пространственного фильтра (ПФ) выполняет антенна. Операции оптимальной обработки, которые реализуются в ПФ, сводятся к умножению на весовые коэффициенты принимаемых сигналов, попадающих на каждый элемент антенной системы, временно́й задержке результатов умножения и их последующему суммированию по всем элементам антенной системы. Различные ситуации, характеризуемые пространственным распределением целей и помех, требуют установки вполне определенных величин весовых коэффициентов и временны́х задержек, что и составляет содержание процесса согласованной пространственной фильтрации. Реализация таких ПФ в радиотехнических угломерах возможна лишь при использовании фазированных антенных решеток (ФАР).

Практический выход теории оптимальной пространственной фильтрации применительно к автоматическим угломерным устройствам пока что достаточно скромен. Так, на основе ее рекомендаций могут быть построены некоторые схемы компенсации помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны [115]. Пространственная фильтрация в ОЭС сводится к надлежащему выбору характеристик оптического фильтра (ОФ).

Оптимальная временная обработка сигнала, которая следует за пространственной фильтрацией, осуществляется в приемных устройствах РЛС и головок самонаведения всех типов (РГС, ТГС и других), а также в выходных цепях пеленгаторов. Здесь полностью справедливы выводы и рекомендации, полученные при оптимизации обнаружителей, дальномеров и измерителей скорости сближения. Кратко напомним эти рекомендации. Если прием сигналов осуществляется на фоне белых шумов, то приемное устройство должно быть согласовано с сигналом, последнее означает, что частотная характеристика приемника представляет собой функцию, комплексно-сопряженную со спектром полезного сигнала. При учете коррелированных помех применяется «рассогласованная» фильтрация путем установки в приемный тракт режекторного фильтра (РФ), подавляющего наиболее интенсивные участки

спектра помехи. Практически такая «рассогласованная» фильтрация реализуется с помощью систем СДЦ. Структура оптимальных выходных цепей пеленгатора выявляется при решении уравнения правдоподобия. Она зависит от способа кодирования измеряемого параметра в сигнале, который поступает с ПФ.

Основаниями к применению второго способа синтеза служат сложность реализации оптимальной структуры ПФ и сравнительно небольшие выигрыши, которые получаются при использовании таких фильтров. Если сигнал и сопровождающий его белый пространственный шум поступают на ФАР с оптимальным методом обработки и на аналогичную по размерам ФАР, в которой реализован один из существующих методов пеленгации с мгновенным равносигнальным направлением, то выигрыш в точности измерения угловых координат при оптимальной обработке не превосходит 18% [25].

Когда метод пеленгации задан, т. е. определен способ кодировки измеряемого параметра в сигнале, поступающем с антенны или ОЭС, то синтез оптимального пеленгатора осуществляется методами нелинейной [8] или линейной оптимальной фильтрации. Особенности и возможности последней уже обсуждались в гл. 5.

Линейный эквивалент оптимального пеленгатора получается на основе уравнений (5.1.20), (5.1.21). После определения указанного эквивалента синтез оптимального измерителя угловых координат и их производных выполняется на основе уравнений (5.1.31) и (3.4.22).

## 6.2. Особенности построения угловых дискриминаторов радиолокационного, теплового, лазерного и телевизионного типов

**1. Радиолокационные угловые дискриминаторы (пеленгаторы) при равносигнальных методах пеленгации.** Радиолокационные пеленгаторы, в которых реализуются равносигнальные методы пеленгации, делятся на пеленгационные устройства с последовательным и одновременным сравнением принимаемых сигналов. Первую группу составляют пеленгаторы с коническим сканированием, с последовательным переключением диаграмм направленности антенн и т. д. Во вторую группу входят различные модификации пеленгаторов моноимпульсного типа [61]. Последние называют также пеленгаторами с мгновенным равносигнальным направлением.

Хотя пеленгаторы первой группы сравнительно просты по конструкции, что обусловлено одноканальностью приемного тракта, им свойствен весьма существенный недостаток — чувствительность к изменениям амплитуды принимаемого сигнала с частотами, близкими к частоте сканирования или частоте переключения диаграммы направленности антенны. Следствием этого является возможность создания угломерам подобного типа эффективных помех путем надлежащей амплитудной модуляции помехового сигнала [18].

Поэтому в дальнейшем основное внимание уделено пеленгаторам моноимпульсного типа, что согласуется с общей тенденцией развития автоматических радиолокационных угломеров. Как показано в [25, 4], оптимальные оценки угловых координат, обеспечивающие максимум отношения правдоподобия, могут быть получены в пеленгационных устройствах с суммарно-разностной обработкой сигналов. Обобщенная схема такого пеленгатора при амплитудном и фазовом методах пеленгации представлена на рис. 6.1,*а* [65]. Антенная си-

стема пеленгатора состоит из четырех элементов — $A_1$, $A_2$, $A_3$, $A_4$, взаимное расположение которых условно показано на рис. 6.1,*б*.

В зависимости от положения парциальных диаграмм направленности в данной схеме возможна либо амплитудная, либо фазовая пеленгация цели. При амплитудной пеленгации фазовые центры отдельных элементов антенны располагаются достаточно близко друг от друга, а максимумы диаграмм направленности их смещены относительно оси антенны на некоторый угол (рис. 6.1,*в*).

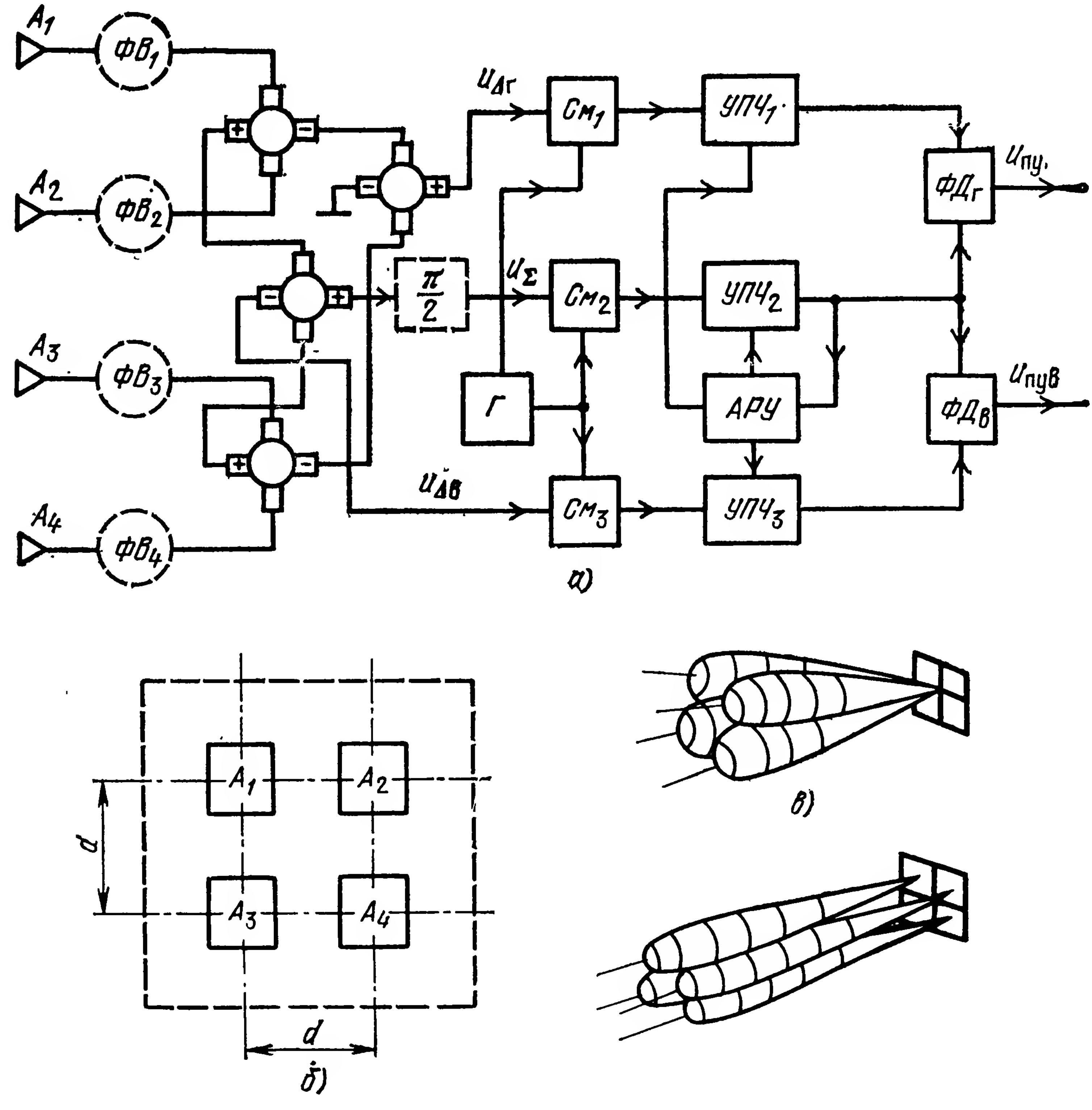



Рис. 6.1

При фазовой пеленгации фазовые центры отдельных элементов антенной системы разнесены на расстояние $d$, а максимумы их диаграмм направленности ориентированы вдоль оси антенны (рис. 6.1,*г*). Амплитудный метод пеленгации наиболее просто реализуется при использовании двухзеркальных антенн, а фазовый — в антенных системах типа плоской щелевой решетки.

Функциональная схема амплитудного пеленгатора получается из схемы рис. 6.1,*а*, если в последней не учитывать элементы, обозначенные пунктиром. В состав антенной системы помимо облучателей $A_1 \dots A_4$ входят четыре ВЧ суммарно-разностные схемы. В современных антеннах суммарно-разностные схемы образуют с облучателями антенны единую достаточно компактную конструкцию [7, 108].

На выходе суммарно-разностных устройств формируются три ВЧ сигнала: разностный $u_{\Delta г}$, несущий информацию об угловом отклонении цели от равносигнального направления (РСН) в горизонтальной плоскости, разностный сигнал $u_{\Delta в}$, характеризующий угловое отклонение цели в вертикальной плоскости, и суммарный (опорный) сигнал $u_{\Sigma}$.

Указанные сигналы подаются на три идентичных смесителя — $См_1$, $См_2$ и $См_3$, на которые поступает также напряжение от общего гетеродина $Г$. После преобразования частоты в смесителях сигналы усиливаются в тракте усиления промежуточной частоты, состоящем из трех линеек ($УПЧ_1$, $УПЧ_2$, $УПЧ_3$), и затем подаются на фазовые детекторы $ФД_г$ и $ФД_в$. Сигналы на выходах фазовых детекторов при импульсной работе пеленгатора представляют собой видеоимпульсы, а при работе пеленгатора с непрерывным сигналом — напряжение постоянного или медленно меняющегося тока. Значения этих сигналов характеризуют угловые отклонения цели от равносигнального направления в соответствующих плоскостях, а полярность определяется направлением отклонения.

Если повернуть антенную систему пеленгатора так, чтобы напряжения на выходах $ФД_г$ и $ФД_в$ были бы равны нулю, то ось антенной системы укажет направление на цель. Таким способом осуществляется определение угловых координат цели в угломерах с механическим смещением равносигнального направления антенны.

При фазовом методе пеленгации имеется возможность смещать равносигнальное направление электрическим путем без поворота самой антенны. Для этого в тракт волноводной передачи вводятся фазовращатели $ФВ_1 \ldots ФВ_4$. Помимо того, в суммарный сигнал вводится фазовый сдвиг на $\pi/2$, что обеспечивает нечетность пеленгационных характеристик. С помощью фазовращателей $ФВ_1 \ldots ФВ_4$ можно уравнять повороты фаз несущей принимаемых сигналов, вызванные смещением цели относительно оси антенны. В результате этого напряжения на выходах $ФД_г$ и $ФД_в$ станут равными нулю, а внесенные фазовые сдвиги будут характеризовать угловые отклонения цели от равносигнального направления. Следовательно, изменение фазовых сдвигов, вносимых фазовращателями, равносильно смещению равносигнального направления относительно оси антенны.

Нормировка выходного напряжения, т. е. устранение влияния изменений интенсивности принимаемого сигнала на крутизну пеленгационной характеристики, в схеме рис. 6.1,*а* осуществляется с помощью автоматической регулировки усиления приемника (АРУ). Наряду с этим в амплитудных пеленгаторах применяется нормировка с помощью логарифмических УПЧ, а в фазовых путем использования схем ограничения. При любом варианте выполнения нормировки ее применение позволяет получить на выходах $ФД_г$ и $ФД_в$ напряжения, пропорциональные отношениям $u_{\Delta г}/u_{\Sigma}$ и $u_{\Delta в}/u_{\Sigma}$ разностных и суммарного сигналов.

Предельная точность оптимального пеленгатора характеризуется дисперсией $D_{\Delta\theta}$ ошибки измерения углового рассогласования $\Delta\theta$, которая выражается через крутизну $k_m$ диаграммы направленности антенны и отношение $q$, определенное при пояснении соотношения (5.2.8), следующей формулой [4. 7]:

$$D_{\Delta\theta} = 1/k_m^2 q. \tag{6.2.1}$$

Коэффициент $k_m$ при амплитудном методе пеленгации [61]

$$k_m = \left| \frac{\partial F(\beta)}{\partial \beta} \right|_{\beta=\beta_0} \Big/ F(\beta_0), \tag{6.2.2}$$

где $F(\beta)$ — функция, описывающая нормированную диаграмму направленности антенны по напряжению, а $\beta_0$ — угол смещения максимума диаграммы направленности относительно равносигнального направления.

Если аппроксимировать диаграмму направленности гауссовской кривой, то получим расчетную формулу

$$k_m \approx 0{,}04 \frac{\beta_0}{\theta_0} \frac{L_a}{\lambda}. \tag{6.2.3}$$

Здесь $L_a$, $\lambda$ и $\theta_0$ — диаметр отражателя антенны, длина волны и ширина диаграммы направленности антенны по половинной мощности соответственно (размерность $k_m$ градус в минус первой степени).

Величина $\beta_0/\theta_0$ выбирается из условия получения максимума угловой чувствительности пеленгатора с учетом внутренних шумов приемника и лежит в пределах 0,5 ... 0,7 [7].

Для фазового метода пеленгации коэффициент $k_{m\phi}$, характеризующий угловую чувствительность пеленгатора, задается соотношением [61]

$$k_{m\phi} = 2\pi\, d/\lambda, \tag{6.2.4}$$

где $d$ — расстояние между фазовыми центрами антенн.

Спектральная плотность $G_\varphi$ эквивалентных шумов на входе оптимального амплитудного пеленгатора [25]

$$G_\varphi = \Delta\, T_{\text{пу}}/k_m^2 q. \tag{6.2.5}$$

При фазовом методе пеленгации в формулу (6.2.5) вместо коэффициента $k_m$ следует подставить $k_{m\phi}$. Интервал $\Delta T_{\text{пу}}$ усреднения сигнала в пеленгационном устройстве выбирается, как и в ранее рассмотренных дискриминаторах, малым по сравнению со временем корреляции изменения угловой координаты, но значительно больше интервалов корреляции шумов, сопровождающих прием сигналов.

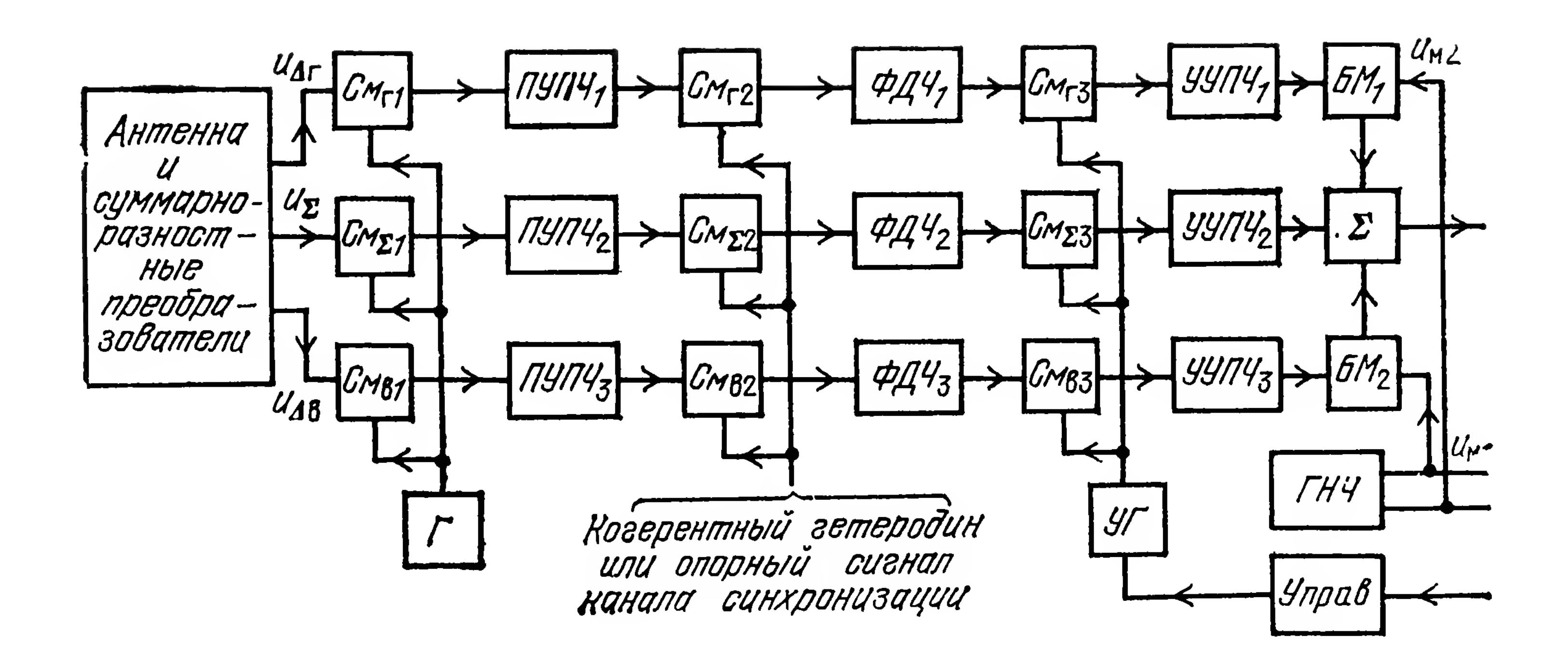
На основании формул (6.2.5) и (5.1.22) определяется коэффициент передачи оптимального углового дискриминатора, что позволяет построить его линейный эквивалент.

Удовлетворительное качество работы моноимпульсных пеленгаторов, построенных по трехканальной схеме (рис. 6.1,*а*), достигается лишь при высокой степени идентичности амплитудных и фазовых характеристик каналов приема. Неидентичность этих характеристик до суммарно-разностных преобразований приводит к смещению нуля пеленгационной характеристики, а после этих преобразований — к уменьшению ее крутизны. Сравнительно нетрудно обеспечить идентичность каналов до суммарно-разностных схем, так как эти схемы часто входят в конструкцию облучателя антенны. Существенно сложнее добиться идентичности каналов УПЧ, особенно при действии на угломерное устройство таких дестабилизирующих факторов, как перепады температуры и влажности, наличие вибраций и т. д. Поэтому схема рис. 6.1,*а* является, скорее, теоретической идеализацией моноимпульсного пеленгатора, которую чрезвычайно трудно реализовать.

На практике для устранения неблагоприятных последствий, вызванных неидентичностью каналов приема, используют различные технические решения: периодическое переключение каналов, выравнивание характеристик по эталонному сигналу, применение схем частотного и временно́го уплотнения каналов и т. д. [39].

Для угломеров с непрерывным и квазинепрерывным сигналами типовой является схема пеленгатора, с фазовым или частотным уплотнением каналов (рис. 6.2) [39, 77][1]. В схему рис. 6.2 включены также рассмотренные в гл. 5 элементы системы селекции сигналов цели по доплеровской частоте. Антенна и суммарно-разностные преобразователи формируют два разностных радиосигнала $u_{\Delta\text{г}}$, $u_{\Delta\text{в}}$ и один суммарный $u_\Sigma$ радиосигнал. В смесителях *См*$_{\text{г}1}$, *См*$_{\Sigma 1}$, *См*$_{\text{в}1}$ они преобразуются в напряжения первой ПЧ, которые усиливаются в предварительных УПЧ (*ПУПЧ*$_1$...*ПУПЧ*$_3$). Смесители *См*$_{\text{г}2}$, *См*$_{\Sigma 2}$ и *См*$_{\text{в}2}$ выделяют доплеровские частоты. На вторые входы этих смесителей подаются сигнал когерентного гетеродина РЛС или сигнал с приемника канала синхронизации РГС (см. § 5.3). Фильтры доплеровских частот *ФДЧ*$_1$...*ФДЧ*$_3$ производят предварительную селекцию сигналов доплеровской частоты. Основная селекция осуществляется в узкополосных УПЧ (*УУПЧ*$_1$...*УУПЧ*$_3$), настроенных на вторую ПЧ. На выходах *УУПЧ*$_1$...*УУПЧ*$_3$ устанавливается схема частотного уплотнения. Эта схема содержит балансные модуляторы *БМ*$_1$, *БМ*$_2$, генератор НЧ (*ГНЧ*) и сумматор Σ. Генератор НЧ вырабатывает НЧ модулирующие напряжения

[1] Авторы учитывают условность применения термина «моноимпульсный» для пеленгатора с непрерывным сигналом, но сохраняют этот термин ввиду широкого использования его в имеющихся публикациях.




$u_{м1}$ и $u_{м2}$, либо одной частоты $F_м$, либо двух разных частот $F_{м1}$ и $F_{м2}$. В первом случае фазы напряжений $u_{м1}$ и $u_{м2}$ отличаются на 90°. В балансных модуляторах производится амплитудная модуляция разностных сигналов с подавлением несущих частот. В сумматоре складываются напряжение суммарного канала и сигналы с выходов *БМ*. В результате сложения этих сигналов при использовании одной модулирующей частоты $F_м$ на выходе сумматора образуется амплитудно-модулированное (АМ) напряжение. Глубина модуляции определяется величиной угла отклонения цели от равносигнального направления, а фаза огибающей, отсчитываемая от фазы сигнала ГНЧ, указывает на сторону отклонения цели. Модулированное напряжение поступает на основной усилитель пеленгатора. Этот усилитель настроен на вторую ПЧ, и в нем осуществляется основное усиление принимаемого сигнала. Полоса пропускания усилителя выбирается так, чтобы обеспечить неискаженную передачу боковых частот АМ сигнала. При двух частотах модуляции $F_{м1}$ и $F_{м2}$ это условие относится к большей частоте.

Для нормировки выходного сигнала пеленгатора применяется система АРУ. Выходной сигнал основного усилителя детектируется в амплитудном детекторе *АД* и после прохождения через разделительные фильтры $Ф_1$ и $Ф_2$, настроенные соответственно на частоты модуляции $F_{м1}$, $F_{м2}$, поступает на фазовые детекторы $ФД_г$, $ФД_в$. Если применяется одна модулирующая частота $F_м$, то оба фильтра настраиваются на эту частоту. Тогда разделение сигналов осуществляется в фазовых детекторах, так как сигналы $u_{м1}$ и $u_{м2}$ находятся в квадратуре. В качестве опорных сигналов для фазовых детекторов используются напряжения $u_{м1}$ и $u_{м2}$ генератора низкой частоты. Частотный детектор *ЧД* и управитель служат для перестройки частоты управляемого гетеродина *УГ* при изменении доплеровской частоты.

Структура пеленгатора, изображенного на рис. 6.2, такова, что в его многоканальной части усиление принимаемых сигналов сравнительно невелико, и обеспечить идентичность характеристик каналов приема оказывается возможным. Особенностью рассмотренной схемы является многократное преобразование частоты, в результате которого последовательно снижается частота усиливаемого сигнала с радиочастоты до первой промежуточной $f_{пр1}$, а затем до второй промежуточной $f_{пр2}$. Соответственно сокращаются полосы пропускания трактов усиления. Обычно выполняется условие $f_{пр2} \ll f_{пр1}$, поэтому несложно обеспечить узкополосную фильтрацию (частотную селекцию) принимаемых сигналов в *УУПЧ* даже при невысокой добротности избирательных контуров в каскадах этого усилителя. К недостаткам такой схемы следует отнести большое число элементов, связанных с многократным преобразованием частоты, а также появление дополнительных шумовых составляющих в выходном сигнале за счет неизбежных нелинейностей в преобразователях, предшествующих узкополосной фильтрации. Последнее явление сказывается особенно заметно при действии помеховых сигналов, отраженных от подстилающей поверхности, уровень которых может быть значительным.

Частичное устранение отмеченных недостатков достигается в пеленгационных устройствах, реализующих принцип инверсного или обращенного приема

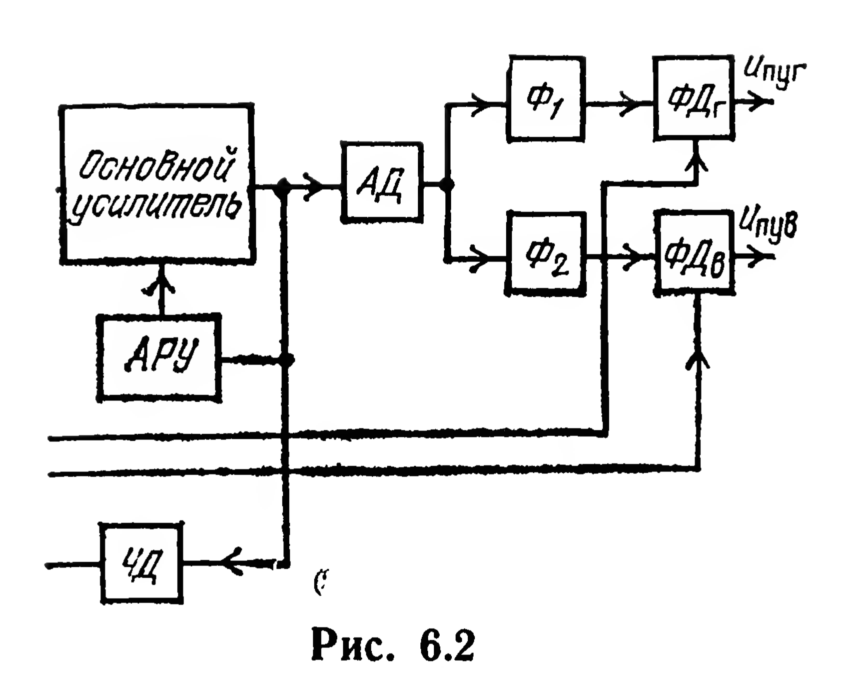



Рис. 6.2

сигнала [133]. Суть этого принципа состоит в том, что цепи узкополосной селекции выносятся по возможности ближе к входу приемного устройства, а реализация указанного принципа стала возможной благодаря разработке новых комплектующих элементов, таких, как стабильные твердотельные гетеродины и высокодобротные кварцевые фильтры.

Одна из возможных схем пеленгационного устройства полуактивной РГС, в котором использован принцип инверсного приема, изображена на рис. 6.3 [76, 133]. Применение стабильных генераторов в передатчике подсвета цели и высокостабильного гетеродина в приемнике позволило исключить канал синхронизации, предназначенный для приема сигнала СПЦ, и объединить гетеродин *Г* и управляемый гетеродин *УГ* схемы рис. 6.2 в одно устройство, также именуемое управляемым гетеродином (*УГ* на рис. 6.3). После смесителей $См_г$, $См_\Sigma$ и $См_в$ следуют узкополосные УПЧ ($УУПЧ_1$—$УУПЧ_3$), настроенные на первую ПЧ. Кварцевые фильтры, установленные в *УУПЧ*, дают возможность получить полосу пропускания 2 кГц при частоте настройки *УУПЧ* $f_{пр1}=10$ МГц [76]. Следующие за *УУПЧ* элементы схемы пеленгатора выполняют ту же роль, что и на рис. 6.2.

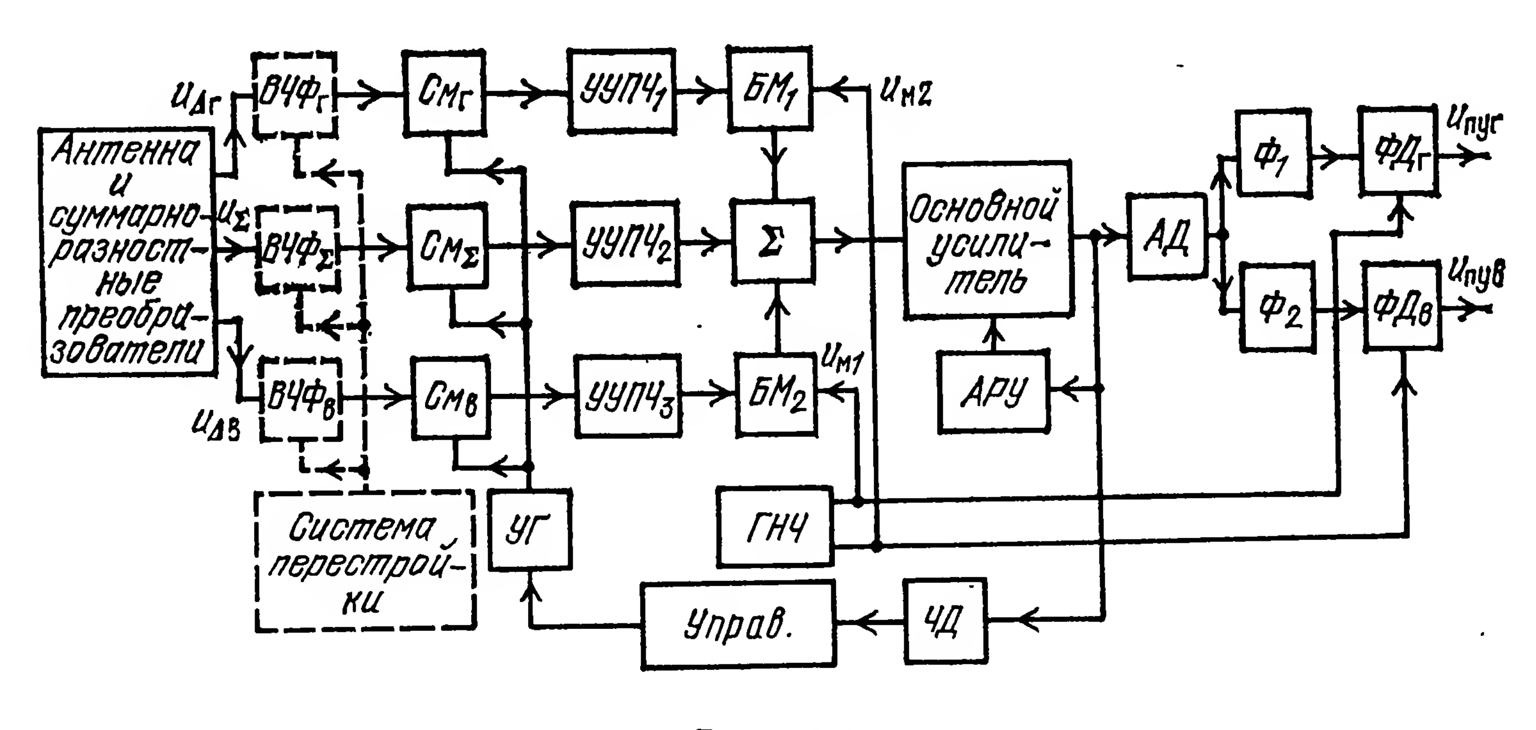



Рис. 6.3

Дальнейшее развитие идеи инверсного приема приводит к установке высокодобротных фильтров в цепях радиочастоты. Такие фильтры наряду с селекцией сигнала на фоне помех являются эффективным средством борьбы с приемом помехи по зеркальной частоте. Реализуются эти высокочастотные фильтры (ВЧФ), показанные на рис. 6.3 пунктиром, в виде объемных перестраиваемых резонаторов, выполненных на основе железо-иттриевого граната [75, 133].

Для импульсных радиолокационных угломеров с НЧПИ характерным является применение пеленгаторов с временным уплотнением каналов или широко известных схем с коммутацией каналов и логарифмической нормировкой [39, 61].

Вне зависимости от вида применяемых схем, пеленгационное устройство как элемент системы автоматического измерения угловых координат при пеленгации цели в одной плоскости характеризуется коэффициентом передачи $k_{пу}$, связывающим выходное напряжение $u_{пу}$ с углом $\Delta\theta$ отклонения цели от РСН. Таким образом, уравнение пеленгационного устройства, используемое при составлении динамических структурных схем угломеров, имеет вид

$$u_{пу} = k_{пу}\,\Delta\,\theta. \qquad (6.2.6)$$

Коэффициент $k_{\text{пу}}$ определяет крутизну пеленгационной характеристики в ее линейной части, которая составляет $\pm(0,2...0,3)$ от ширины диаграммы направленности антенны. Величина $k_{\text{пу}}$ составляет единицы вольта на градус изменения угла $\Delta\theta$. Расчеты $k_{\text{пу}}$ для различных схем пеленгаторов приводятся в книгах [51, 61, 65]. Здесь лишь отметим, что $k_{\text{пу}}$ пропорционален определяемому формулой (6.2.3) коэффициенту $k_m$ для амплитудной пеленгации и коэффициенту $k_{m\text{ф}}$, выражаемому формулой (6.2.4), для фазовой пеленгации. При эффективно действующей системе нормировки $k_{\text{пу}}$ практически не зависит от интенсивности принимаемого сигнала, поэтому в дальнейшем будут использованы соотношения

$$k_{\text{пу}} = k_1\, k_m;$$
$$k_{\text{пу}} = k_2\, k_{m\text{ф}}, \qquad (6.2.7)$$

где $k_1$ и $k_2$ — размерные коэффициенты, величина которых определяется параметрами каскадов усиления пеленгатора.

**2. Тепловые, лазерные и ТВ угловые дискриминаторы (пеленгаторы).** а) Тепловые дискриминаторы формируют напряжения рассогласования $u_{\text{пув}}$ и $u_{\text{пуг}}$ в вертикальной и горизонтальной плоскостях при отклонении источника лучистой энергии от оси оптической системы пеленгатора на углы $\Delta\theta_{\text{в}}$ и $\Delta\theta_{\text{г}}$ в тех же плоскостях. Упрощенная структурная схема дискриминатора представлена на рис. 6.4. Оптическая система, модулятор и приемник лучистой энергии (ПЛЭ) образуют оптико-электронную систему (ОЭС). Модулятор, конструкция которого зависит от типа оптико-электронного устройства

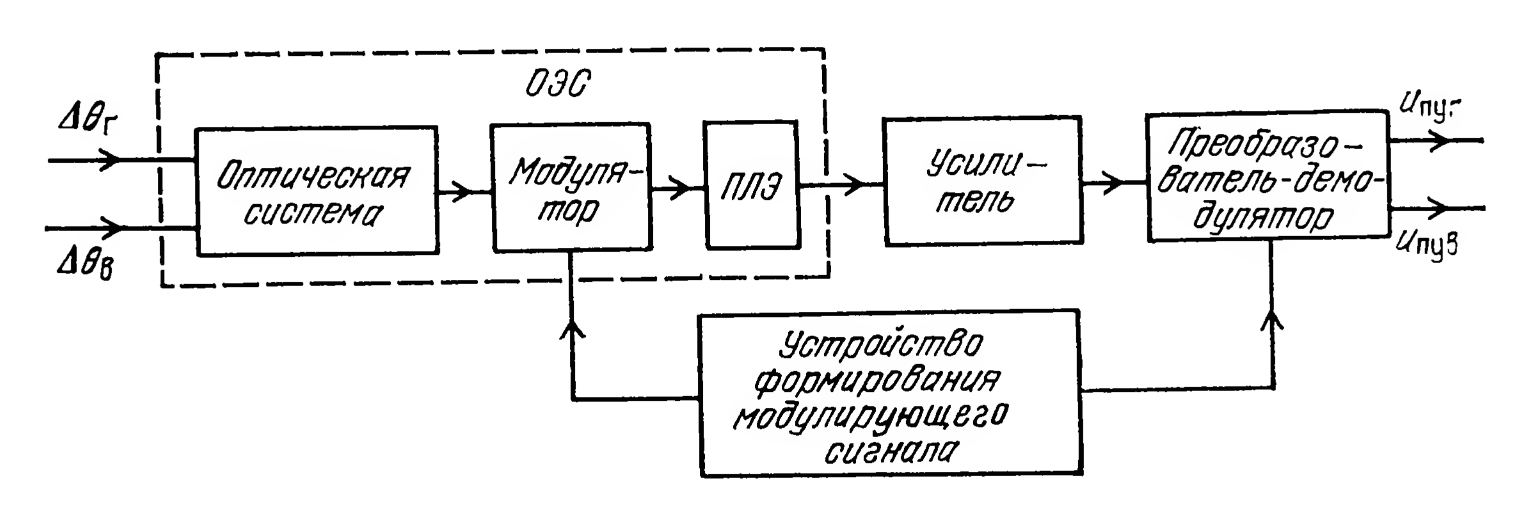



**Рис. 6.4**

(обзорно-следящее или только следящее) и вида применяемой модуляции (время-импульсная, частотная, фазовая и т. д.), работает под воздействием устройства формирования модулирующего сигнала. Примеры реализации некоторых модуляторов приведены в § 3.3. Там же даются характеристики применяемых ПЛЭ.

Устройство формирования модулирующих сигналов в одних конструкциях вырабатывает механическое воздействие, например вращение модулирующего диска, а в других — электрические сигналы. Так, в обзорно-следящих ОЭУ этими сигналами будут пилообразные напряжения строчной и кадровой разверток.

Помимо усиления сигнала, усилитель обеспечивает частотную селекцию (за счет выбора АЧХ) и нормировку сигнала. Последняя выполняется с помощью системы АРУ, ограничителя или применения усилителей с логарифмическими амплитудными характеристиками.

В преобразователе-демодуляторе происходит «извлечение» данных об углах $\Delta\theta_{\text{в}}$ и $\Delta\theta_{\text{г}}$ из модулированного сигнала. Для этого часто бывает необходимо иметь напряжение от устройства формирования модулирующего сигнала. Например, при амплитудно-фазовой модуляции в качестве демодулятора устанавливаются два фазовых детектора, на которые с устройства формирования модулирующего сигнала подаются опорные напряжения.

В пределах линейного участка пеленгационной характеристики сигналы $u_{\text{пув}}$ и $u_{\text{пуг}}$ связаны с углами $\Delta\theta_{\text{в}}$ и $\Delta\theta_{\text{г}}$ соотношением (6.2.6). Величины $k_{\text{пу}}$ для различных типов тепловых пеленгаторов могут быть определены на основании

материалов, приведенных в [53, 56]. Здесь же отметим только, что тепловые дискриминаторы выгодно отличаются от радиолокационных большей точностью пеленгации и высокой разрешающей способностью по угловым координатам, составляющей единицы градусов, при достаточно малых размерах оптической системы. Повышенная точность рассматриваемых дискриминаторов объясняется тем, что в ИК диапазоне практически отсутствуют флюктуации приходящего от цели сигнала. Вместе с тем тепловые пеленгаторы уступают радиолокационным в дальности действия, особенно при атаках воздушных целей на встречно-пересекающихся курсах и при неблагоприятных метеоусловиях.

б) Лазерные дискриминаторы. Структура зарубежного лазерного дискриминатора мало чем отличается от структуры пеленгаторов тепловых ГСН. В частности, схема рис. 6.4 будет представлять лазерный дискриминатор, если в качестве ПЛЭ применен фотоумножитель или полупроводниковый фотоприемник. В то же время, известны лазерные дискриминаторы, в которых отсутствует модулятор [56, 57]. В таких дискриминаторах применяются четырехквадрантные чувствительные элементы, на которые проектируется сфокусированное пятно лазерного луча, отраженного от цели. Каждый элемент имеет свой тракт усиления. Попарное сравнение напряжений на выходах четырех усилительных каналов позволяет сформировать два напряжения рассогласования $u_{пув}$ и $u_{пуг}$.

Достоинства лазерного пеленгатора состоят в широких возможностях селекции принимаемых им сигналов, что позволяет существенно повысить помехоустойчивость лазерных ГСН в сравнении с ТГС. Высокая монохроматичность излучения дает возможность применять узкополосные интерференционные оптические фильтры и тем самым значительно ослабить действие фонового излучения и искусственно созданных помех. В дополнение к высокочастотной селекции добавляют селекцию сигналов по длительности, частоте следования и по их временному положению. Такая селекция производится в тракте усиления сигналов. Селекторные сигналы вырабатываются автоселектором, который входит в состав ЛГС.

Малый угол поля зрения, составляющий доли градуса, обеспечивает высокую точность пеленгации и разрешающую способность. В то же время существенно сужается зона линейности пеленгационной характеристики, а величина коэффициента $k_{пу}$ в соотношении (6.2.6) будет значительно больше той, которая характерна для радиолокационных пеленгаторов. Высокая крутизна пеленгационной характеристики ЛГС приводит к тому, что ее следящая система работает в режиме, близком к релейному.

в) Телевизионные дискриминаторы. Принцип действия угловых дискриминаторов зарубежных ТВ головок самонаведения (ТВГС) основан на анализе светового поля изображения и преобразования его в электрический сигнал. Эта операция осуществляется в ТВ камере, которая содержит оптическую систему и ТВ трубку типа видикон (рис. 6.5,*а*). ТВ камера перемещается с помощью привода так, что ее оптическая ось автоматически следит за направлением на цель. Система развертки обеспечивает построчный анализ потенциального рельефа фоточувствительной поверхности ЭЛТ.

В устройстве обработки из сигнала, поступающего от выбранной для автосопровождения цели, формируется нормализованный видеоимпульс, амплитуда которого остается постоянной и соответствует уровню яркости в центральной

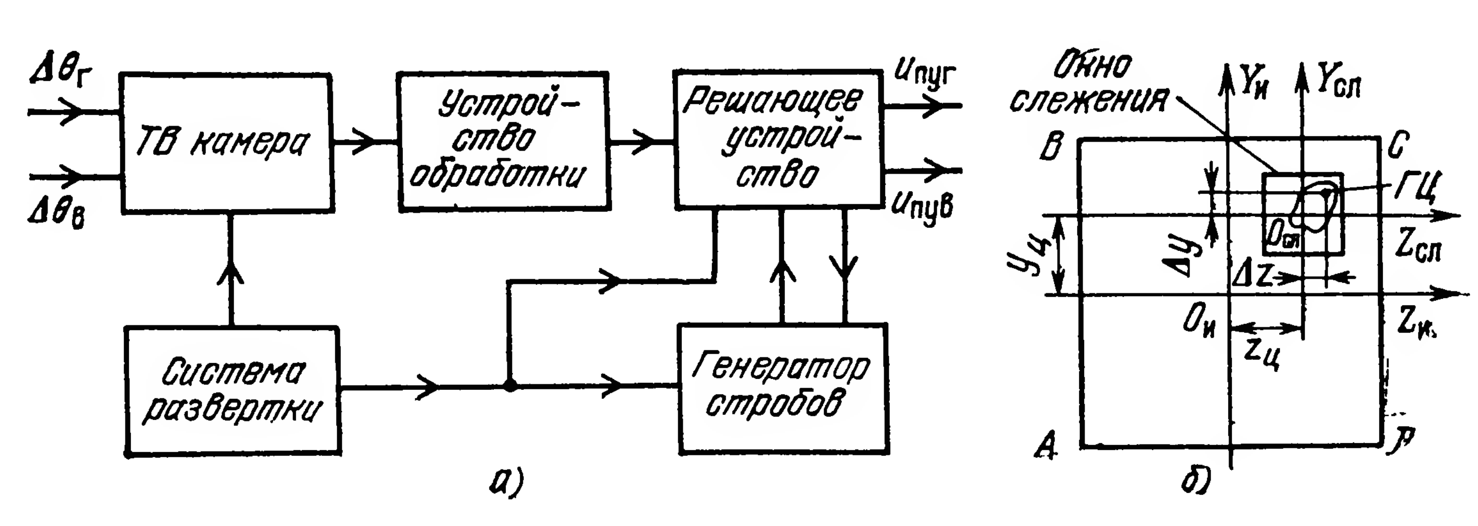



**Рис. 6.5**

части изображения цели. Благодаря этому можно автоматически фиксировать моменты перехода считывающего луча с изображения цели на фон и обратно. Реальные цели не точечные и их проекция на светочувствительную поверхность трубки ($ABCD$ на рис. 6.5,*б*) занимает некоторую площадь, значительно превышающую площадь анализируемого элемента. Поэтому нецелесообразно использовать простейшую систему определения координат $y_ц$, $z_ц$ смещения цели относительно начала отсчета $O_и$, рассмотренную в § 3.3.

В наиболее типичной схеме пеленгатора, при автосопровождении площадных целей формирования напряжений рассогласования $u_{пуг}$ и $u_{пув}$, пропорциональных координатам $z_ц$ и $y_ц$, производится в два этапа. На первом этапе следящие стробы (окно слежения), сформированные в генераторе стробов, осуществляют автоматическое слежение за геометрическим центром (ГЦ) площади проекции цели. Для этого в решающем устройстве формируются сигналы рассогласования, пропорциональные смещениям $\Delta z$, $\Delta y$ точки ГЦ относительно начала координат $O_{сл}$ окна слежения. Под действием сигналов рассогласования перемещаются следящие стробы так, чтобы точки $O_{сл}$ и ГЦ совпадали. Таким образом, начало координат $O_{сл}$ перемещается по растру в соответствии с перемещением цели. Различные варианты схем, обеспечивающих эту процедуру, рассмотрены в [6, 98].

На втором этапе, который протекает во времени параллельно с первым, вырабатываются напряжения, пропорциональные смещению $z_ц$, $y_ц$ центра следящего окна (точки $O_{сл}$) от центра $O_и$ ТВ растра. Эти напряжения являются выходными сигналами ТВ пеленгатора. Формирование их возможно в соответствии с рекомендациями, рассмотренными в § 3.3. Наряду с аналоговыми схемами выработки сигналов рассогласования, известны цифровые схемы [6, 98]. В последнем случае $u_{пуг}$ и $u_{пув}$ выражаются в виде числовых кодов.

При поиске цели оптическая система ТВ трубки должна иметь угол поля зрения, составляющий десятки градусов, а при автосопровождении он уменьшается до единиц градусов [6]. Поэтому крутизна пеленгационной характеристики ТВ пеленгатора, определяемая коэффициентом $k_{пу}$ в выражении (6.2.6), будет иметь тот же порядок, что и у тепловых пеленгаторов.

## 6.3. Комплексирование радиоэлектронных угломеров с нерадиотехническими датчиками

**1. Структурные схемы основных типов комплексных угломерных устройств.** а) Общие сведения об угломерных устройствах. При механическом слежении за целью по углам пеленгационное устройство содержит подвижный элемент (антенну или оптико-электронную систему), ось которого сопровождает цель по угловым координатам. Специфическими требованиями к устройствам автосопровождения по углам являются: высокая динамическая точность при значительных угловых скоростях линии управляемый объект — цель; хорошая развязка подвижного элемента пеленгатора относительно угловых колебаний корпуса управляемого объекта (ракеты или самолета); возможность измерения не только угловых координат цели, но и их производных по времени (угловых скоростей и угловых ускорений).

По типу приводов угломерные устройства разделяются на электромеханические, гироскопические и гидравлические. Электромеханический привод выполняется в виде двигателей постоянного или переменного тока, а также в виде двигателей с порошковыми муфтами. Гироскопический привод обеспечивает хорошую развязку подвижного элемента пеленгатора относительно угловых колебаний оси УО. Однако он применим, когда этот подвижный эле-

мент имеет малые размеры. Гидравлический привод способен развивать большой момент, т. е. обладает высоким быстродействием. Его недостаток состоит в сложности эксплуатации гидравлической системы.

Выполнение перечисленных выше требований к угломерам возможно лишь при подаче на привод корректирующих сигналов от датчиков параметров собственного движения управляемого объекта. При этом различают позиционную и скоростную коррекции. Позиционная коррекция характеризуется тем, что в качестве корректирующего средства используется измеритель угла, а при скоростной коррекции — измеритель угловой скорости. Позиционная коррекция, в свою очередь, выполняется либо как индикаторная стабилизация, когда корректирующее устройство работает в индикаторном режиме, либо как силовая стабилизация. В последнем случае корректирующее устройство (гиростабилизированная платформа) является одновременно и приводом подвижного элемента пеленгатора.

б) Угломерное устройство с позиционной коррекцией и индикаторной стабилизацией. Идея построения угломерного устройства с коррекцией состоит в том, чтобы возложить функции измерения параметров собственного движения УО на нерадиотехнические датчики. Такие датчики формируют корректирующие сигналы, которые подаются на двигатели привода антенны. Под действием корректирующих сигналов антенна отрабатывает как угловые колебания продольной оси УО относительно его центра масс, так и углы поворота линии визирования, обусловленные поступательным перемещением центра масс УО.

В угломерном устройстве с позиционной коррекцией и индикаторной стабилизацией, структурная схема одного из каналов которого представлена на рис. 6.6, датчиком сигнала коррекции является позиционный гироскоп. Он работает в индикаторном режиме, т. е. как измеритель углов.

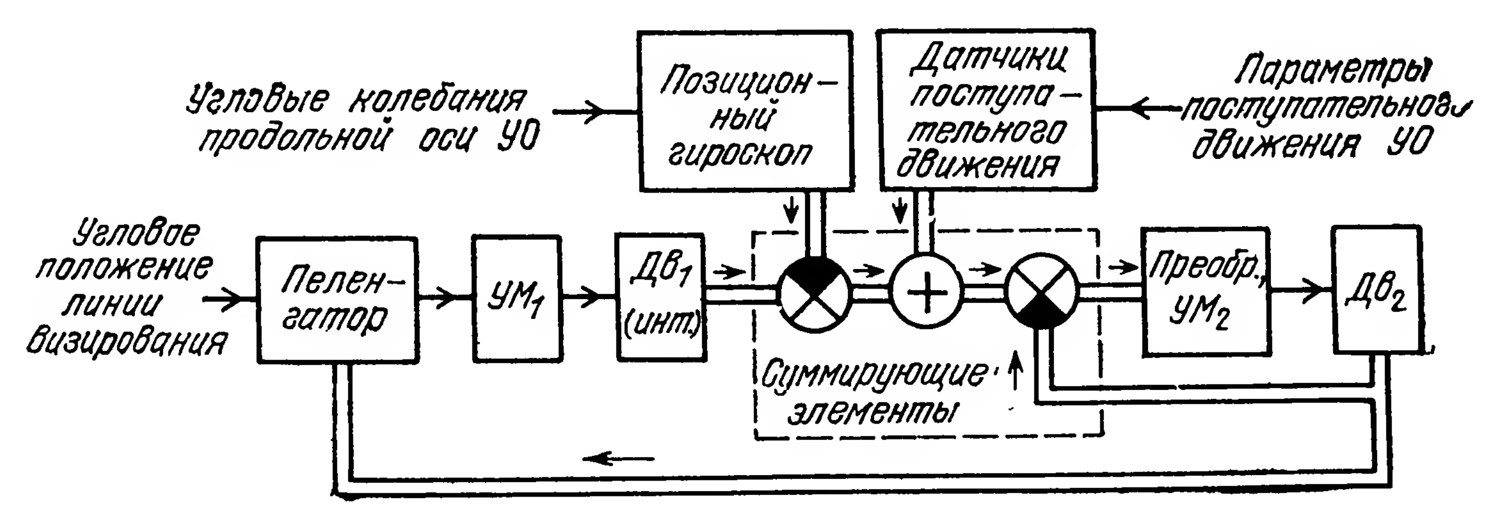



**Рис. 6.6** [66]

Комплексный угломер содержит два контура: стабилизации и автосопровождения. Хотя оба они тесно взаимодействуют между собой, методически удобно рассмотреть их работу порознь. Контур стабилизации предназначен для отработки антенной угловых колебаний оси УО. В его состав входят: позиционный гироскоп, суммирующие элементы, преобразователь, усилитель мощности

$УМ_2$ и двигатель $Дв_2$. При повороте корпуса управляемого объекта возникает угловое рассогласование между продольной осью УО и измерительной осью гироскопа, которая сохраняет неизменным свое положение в пространстве. Это рассогласование через механические суммирующие элементы подается на преобразователь, где оно превращается в корректирующий сигнал. Под действием корректирующего сигнала двигатель $Дв_2$ разворачивает антенну и датчик сигнала обратной связи до устранения возникающего рассогласования. Параметры контура стабилизации выбираются таким образом, чтобы антенна повернулась относительно корпуса на тот же угол, что и ось УО, но в противоположном направлении. Следовательно, в неподвижной системе отсчета положение антенны останется неизменным, когда ось УО совершает колебания. Аналогичным образом через дополнительный суммирующий элемент вводится угол поворота линии визирования, обусловленный поступательным движением УО. Этот угол вычисляется на основе данных, получаемых от датчиков поступательного движения управляемого объекта. Полоса пропускания следящей системы контура стабилизации делается достаточно широкой (до 10 Гц), что значительно снижает динамические ошибки, обусловленные колебаниями продольной оси УО [15].

В состав контура автосопровождения входят пеленгатор, усилитель мощности $УМ_1$, двигатель (интегратор) $Дв_1$ и следящая система, которая содержится в контуре стабилизации и непосредственно управляет положением антенны. Под действием сигнала рассогласования, который возникает при отклонении цели от равносигнального направления, двигатель $Дв_1$ вводит угловое рассогласование в следящую систему, управляющую антенной, аналогично тому, как в режиме стабилизации это делал позиционный гироскоп. В процессе отработки сигнала рассогласования осуществляется автоматическое сопровождение цели антенной системой.

Поскольку угловые колебания оси УО отрабатываются контуром стабилизации, полоса пропускания контура автосопровождения делается достаточно узкой (около 1 Гц), что существенно снижает уровень флюктуационных ошибок [15].

Угломерное устройство рассмотренного типа применяется в радиолокационных головках самонаведения, имеющих антенны больших размеров, а также в самолетных РЛС обзора земной поверхности [15, 38].

в) Угломерное устройство с позиционной коррекцией и силовой стабилизацией. Подвижный элемент пеленгатора устанавливается на гиростабилизаторе (ГС) или укрепляется в карданном подвесе, который соединен с ГС механически (рис. 6.7). Развязка подвижного элемента пеленгатора относительно угловых колебаний оси УО достигается в таком угломере за счет того, что ГС сохраняет неизменным в пространстве положение своих осей в силу свойств, присущих гироскопическим приборам. Одновременно ГС выполняет роль привода подвижного элемента пеленгатора, когда этот элемент осуществляет автомати-

ческое сопровождение цели по угловым координатам. При появлении сигнала рассогласования на выходе пеленгатора в усилителе мощности формируются управляющие сигналы, которые подаются на корректирующие двигатели ГС. Под действием моментов коррекции гиростабилизатор прецессирует относительно своих осей

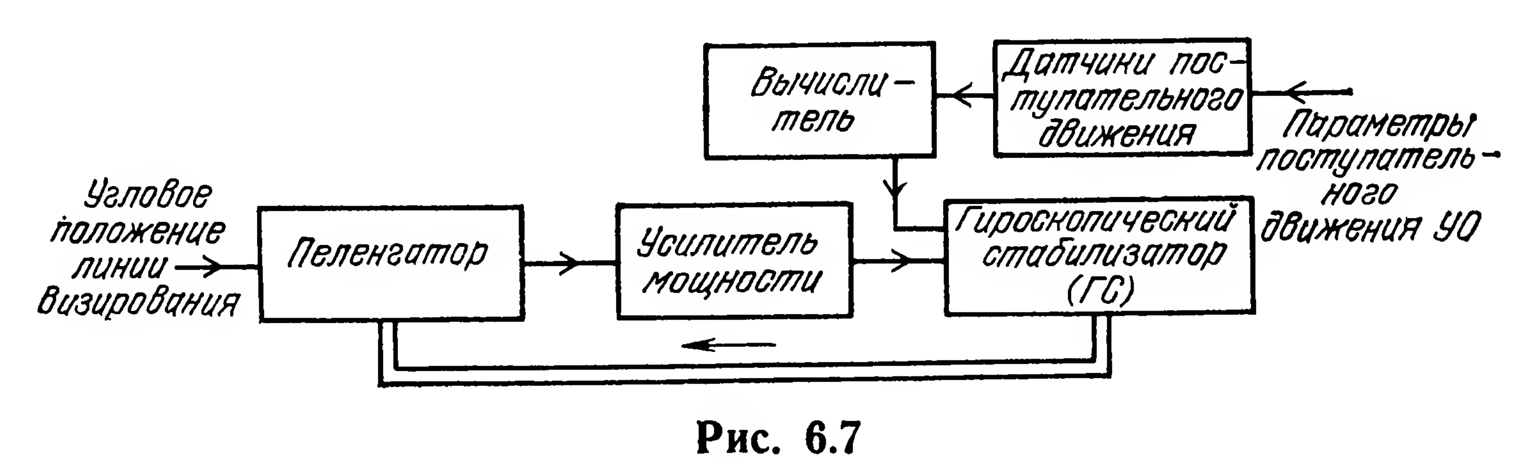



Рис. 6.7

подвеса. Движение ГС передается подвижному элементу пеленгатора. Прецессия ГС продолжается все время, пока ось визирования подвижного элемента пеленгатора не совпадает с направлением на цель. Поэтому ось визирования следит за целью.

Сигнал коррекции, компенсирующий в подобных угломерах угловую скорость линии визирования, обусловленную поступательным движением УО, вводится на вход ГС. Этот сигнал формируется на выходе вычислителя на основании данных, полученных от нерадиотехнических датчиков собственного движения УО.

В качестве гироскопического привода находят применение различные типы гиростабилизаторов: как одногироскопные, так и двухгироскопные с силовой разгрузкой [72]. Первые используются, когда подвижный элемент пеленгатора имеет малые массу и габариты, например, в тепловых ГСН. Применение вторых характерно для РГС.

г) Угломерное устройство со скоростной коррекцией. При скоростной коррекции датчиком корректирующего сигнала, необходимого для устранения влияния колебаний оси УО относительно центра масс, является скоростной гироскоп (датчик угловой скорости — ДУС), который устанавливается на антен-

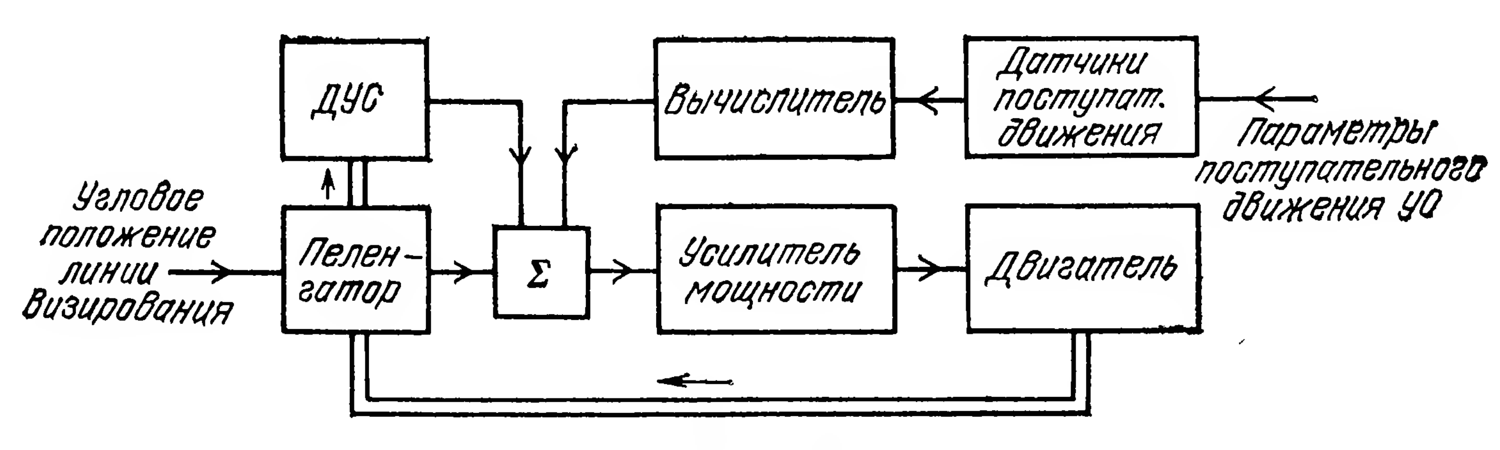



Рис. 6.8

не РГС или РЛС (рис. 6.8). В угломерах с другими типами дискриминаторов (например, тепловых) данная система коррекции, как правило, не используется. Корректирующий сигнал от ДУС алгебраически суммируется с сигналом рассогласования, образо-

ванным на выходе пеленгатора. Суммарное напряжение подается на усилитель мощности и далее на двигатель поворота антенны.

В режиме стабилизации колебания корпуса управляемого объекта передаются на антенну, где они воспринимаются ДУС. Под действием напряжения, формируемого гироскопическим датчиком, двигатель разворачивает антенну в сторону, противоположную стороне отклонения оси УО. Как следует из описания принципа действия системы стабилизации, влияние колебаний оси УО на антенну полностью не устраняется. Однако при надлежащем выборе параметров контура стабилизации колебания антенны будут достаточно малыми, т. е. обеспечивается вполне удовлетворительная развязка движений оси УО и антенны. В режиме автосопровождения перемещение антенны осуществляется за счет сигналов, поступающих от пеленгатора.

Данная система стабилизации не накладывает жестких ограничений на габариты антенны. Поэтому подобные устройства пригодны для ГСН ракет различных классов и для РЛС самолетов.

Параметры поступательного движения УО измеряются соответствующими датчиками и через вычислитель подаются на суммирующее устройство.

**2. Динамические структурные схемы комплексных измерителей углов и их производных. Условия компенсации ошибок, вызванных угловыми колебаниями управляемого объекта.** а) Общие замечания. Угломерные устройства радиоэлектронных систем самонаведения должны измерять угловые координаты цели и их производные по времени в двух взаимно перпендикулярных плоскостях пеленгации — вертикальной и горизонтальной. Поэтому такие устройства содержат два канала измерения — вертикальный и горизонтальный. Как правило по конструкции и динамическим свойствам оба канала идентичны. Следовательно, достаточно проанализировать работу одного какого-либо канала. Далее для определенности рассматривается работа вертикального канала угломерного устройства. Идентичность каналов измерителя углов и их производных по времени дает основание исключить из обозначений измеряемых параметров индекс «в» или «г», указывающий признак канала. Это значительно упрощает запись и делает приводимые ниже формулы более универсальными. Далее индексы, характеризующие признак канала, будут вводится лишь при анализе схем, содержащих оба канала измерения, или в ситуациях, требующих подчеркнуть специфику данного канала измерений.

б) Угломерное устройство с позиционной коррекцией и индикаторной стабилизацией. Динамическая структурная схема рассматриваемого угломера для вертикального канала представлена на рис. 6.9,*а*. Здесь введены следующие обозначения (см. также рис. 6.9,*б*): $\varepsilon$ — угол визирования цели $O_ц$; $\vartheta$ — угол тангажа УО; $\varphi$ и $\varphi_и$ — фактический и измеренный углы пеленга; $k_{пг}$ — коэффициент передачи позиционного гироскопа; $W_1(p)$ — передаточная функция пеленгатора, усилителя

мощности $УМ_1$ и двигателя $Дв_1$; $W_2(p)$ — передаточная функция части контура стабилизации, содержащей преобразователь, усилитель мощности $Ум_2$ и двигатель привода антенны $Дв_2$; $k_\varphi$ — коэффициент передачи антенного датчика, который преобразует угол поворота антенны в напряжение.

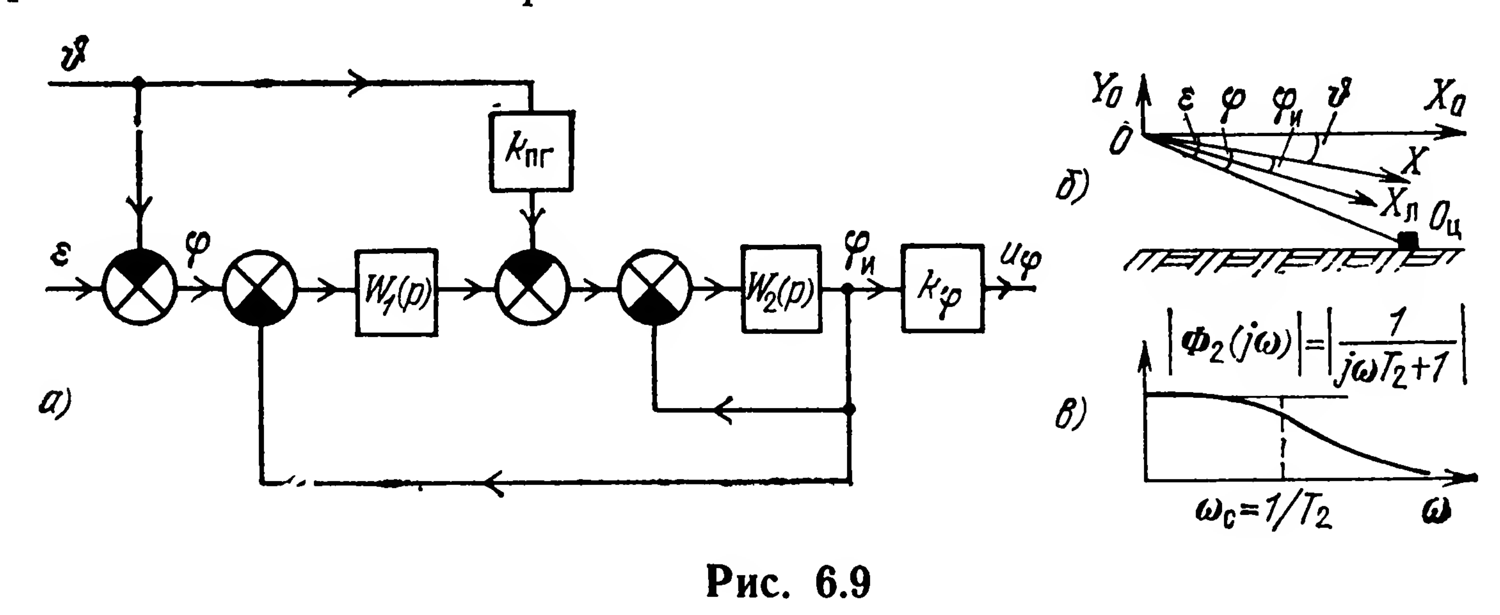



Рис. 6.9

Напряжение, пропорциональное углу $\varphi_и$, равно

$$u_\varphi = k_\varphi \left[ \frac{W_1(p)\,\Phi_2(p)}{W(p)}\,\varphi - \frac{k_{пг}\,\Phi_2(p)}{W(p)}\,\vartheta \right], \qquad (6.3.1)$$

где $\Phi_2(p)=W_2(p)/[1+W_2(p)]$ — передаточная функция замкнутого контура стабилизации, а передаточная функция $W(p)=1+$ $+W_1(p)\Phi_2(p)$ введена для сокращения записи.

Динамическая ошибка измерения угла пеленга

$$\Delta\varphi_д = (\varphi - \varphi_и) = \left[ \frac{1}{W(p)}\,\varepsilon - \frac{1-k_{пг}\,\Phi_2(p)}{W(p)}\,\vartheta \right]. \qquad (6.3.2)$$

Первое слагаемое в (6.3.2) обусловлено поступательным движением УО и цели, а второе вызвано колебаниями продольной оси УО относительно центра масс. Параметры контура стабилизации должны быть такими, чтобы существенно уменьшить влияние второго слагаемого в формуле (6.3.2) на суммарную динамическую ошибку. Если, например, АЧХ контура стабилизации $|\Phi_2(j\omega)|$ в диапазоне углов изменения $\vartheta$ удовлетворяет условию

$$|k_{пг}\,\Phi_2(j\omega)| = 1, \qquad (6.3.3)$$

то второе слагаемое в (6.3.2) станет равным нулю. Практически установлено, что спектр угловых флюктуаций оси УО не превышает 10 Гц [15].

Аппроксимируем входящие в структурную схему угломера передаточные функции следующим образом: $W_1(p)=k_{v1}/p$ и $W_2(p)=$ $=k_{v2}/p$, где $k_{v1}=k_{пу}k_{ум1}k_{дв1}$ — коэффициент передачи по скорости (добротность) контура автосопровождения; $k_{пу}$, $k_{ум1}$, $k_{дв1}$ — коэффициенты передачи пеленгатора, $УМ_1$ и $Дв_1$; $k_{v2}=k_{пр}k_{ум2}k_{дв2}$ — добротность контура стабилизации, а $k_{пр}$, $k_{ум2}$, $k_{дв2}$ — коэффициенты передачи преобразователя, $УМ_2$ и $Дв_2$.

Модуль частотной характеристики замкнутого контура стабилизации показан на рис. 6.9,*в*. Здесь введено обозначение $T_2=$ $=1/k_{v2}$. Полоса пропускания контура на уровне 0,7 соответствует

частоте $\omega_c = 1/T_2 = k_{v2}$. Для выполнения условия (6.3.3) в диапазоне частот от 0 до 10 Гц необходимо, чтобы $k_{пг} = 1$, а $k_{v2} = \omega_c \approx \approx 60$ с$^{-1}$. Угол $\varepsilon$ меняется сравнительно медленно, поэтому полоса пропускания контура автосопровождения составляет 1 Гц, что соответствует добротности $k_{v1} \approx 6$ с$^{-1}$. Если коррекция отсутствует, то полоса пропускания контура автосопровождения должна быть расширена до 10 Гц, что приводит к увеличению среднеквадратического значения флюктуационной ошибки более чем в три раза.

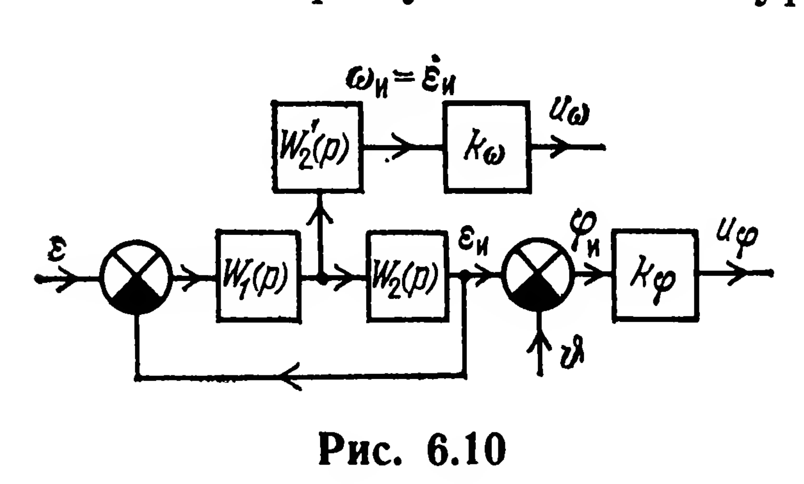


Рис. 6.10

в) Угломерное устройство с позиционной коррекцией и силовой стабилизацией. Динамическая структурная схема угломерного устройства рис. 6.10 составлена, исходя из предположения, что гиростабилизатор, который является приводом, обеспечивает идеальную развязку подвижного элемента пеленгатора относительно колебаний оси УО.

В структурной схеме введены следующие обозначения: $W_1(p)$ — передаточная функция пеленгационного устройства и усилителя мощности; $W_2(p)$ — передаточная функция гиростабилизатора; $k_\varphi$ — коэффициент передачи датчика угла пеленга; $k_\omega$ — масштабный коэффициент по угловой скорости линии визирования.

Звено с передаточной функцией $W'_2(p) = pW_2(p)$ введено в структурную схему для согласования размерностей измеряемых параметров.

Передаточные функции $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W'_2(p)$ выражаются через параметры отдельных устройств, входящих в состав угломера, следующими формулами:

$$W_1(p) = k_{пу} k_у / (T_у p + 1), \tag{6.3.4}$$

$$W_2(p) = k_{дв} / H_г p, \tag{6.3.5}$$

$$W'_2(p) = k_{дв} / H_г, \tag{6.3.6}$$

где $k_{пу}$ — коэффициент передачи пеленгационного устройства; $k_у$, $T_у$ — коэффициент передачи и постоянная времени усилителя мощности; $k_{дв}$ — коэффициент передачи корректирующего двигателя гиростабилизатора; $H_г$ — кинетический момент гиростабилизатора.

Измеренное значение угловой скорости линии визирования

$$\omega_и = \dot{\varepsilon}_и = \frac{W_1(p)\, W'_2(p)}{W(p)}\, \varepsilon, \tag{6.3.7}$$

где $W(p) = 1 + W_1(p)\, W_2(p)$.

Измеренное значение угла пеленга $\varphi_и$ выражается соотношением

$$\varphi_и = \frac{W_1(p)\, W_2(p)}{W(p)}\, \varphi - \frac{1}{W(p)}\, \vartheta. \tag{6.3.8}$$

Если в (6.3.7) и (6.3.8) подставить значения передаточных функций из (6.3.4), (6.3.5) и (6.3.6), то получим

$$\omega_и = \dot{\varepsilon}_и = \frac{k_v p}{T_у p^2 + p + k_v} \varepsilon, \tag{6.3.9}$$

$$\varphi_и = \frac{k_v}{T_у p^2 + p + k_v} \varphi - \frac{T_у p^2 + p}{T_у p^2 + p + k_v} \vartheta. \tag{6.3.10}$$

Здесь $k_v = k_{пу} k_у k_{дв} / H_г$ — коэффициент передачи угломера по скорости.

Напряжения, формируемые угломерным устройством, равны соответственно

$$u_\varphi = k_\varphi \varphi_и, \quad u_\omega = k_\omega \omega_и. \tag{6.3.11}$$

Как следует из (6.3.9), рассматриваемое устройство как измеритель угловой скорости линии визирования по динамическим свойствам эквивалентно колебательному звену. Если постоянная времени усилителя мощности мала и выполняется условие $T_у k_v \ll 1$, то формула (6.3.9) упрощается и измеритель угловой скорости описывается уравнением, характеризующим инерционное звено

$$\omega_и = \dot{\varepsilon}_и = \frac{1}{T_г p + 1} \dot{\varepsilon}. \tag{6.3.12}$$

Здесь $T_г = 1/k_v$ — эквивалентная постоянная времени измерителя угловой скорости.

В установившемся режиме при постоянной угловой скорости $\omega$ линии визирования из (6.3.9) и (6.3.11) получим

$$u_{\omega_0} = k_\omega \omega. \tag{6.3.13}$$

Соотношение (6.3.13) характеризует идеальный (безынерционный) измеритель. Для динамической ошибки $\Delta\omega_д$ измерения угловой скорости имеем

$$\Delta \omega_д = \omega - \omega_и = \frac{T_у p + 1}{T_у p^2 + p + k_v} \ddot{\varepsilon}. \tag{6.3.14}$$

Динамическая ошибка измерения угла пеленга равна

$$\Delta \varphi_д = \frac{T_у p + 1}{T_у p^2 + p + k_v} \dot{\varepsilon}. \tag{6.3.15}$$

Поскольку ранее было принято условие идеальной развязки подвижного элемента пеленгатора от угловых колебаний оси управляемого объекта, угол $\vartheta$ в выражения для динамических ошибок не вошел.

При постоянной угловой скорости линии визирования ($\dot{\varepsilon}_0 = \text{const}$) установившаяся динамическая ошибка измерения угловой скорости равна нулю, а угла пеленга — постоянной величине

$$\Delta \varphi_{ду} = \frac{\dot{\varepsilon}_0}{k_v}, \tag{6.3.16}$$

обратно пропорциональной добротности контура автосопровождения.

Анализ выражений (6.3.9), (6.3.10) показывает, что следящая система имеет характеристический полином 2-го порядка. Это означает, что она сохраняет устойчивость при сколь угодном большом значении коэффициента $k_v$, а следовательно, установившаяся динамическая ошибка (6.3.16) может быть уменьшена до любой желаемой величины. Сформулированный вывод будет несправедлив, если учитывать дискретность поступления данных о координатах цели. Дискретность особенно велика в тех ГСН, где частота следования импульсов составляет единицы или десятки герц [57]. Поэтому применительно к таким головкам следящий угломер должен анализироваться как дискретная система автоматического регулирования.

В состав пеленгатора ГСН входит фиксирующий элемент (ФЭ), который «растягивает» поступающий от цели импульс до величины $\tau_{фи}$, составляющей часть периода повторения $T_и$ или даже весь период $T_и$. Обозначим $\gamma_{от}=\tau_{фи}/T_и$ относительную длительность импульса на выходе ФЭ. Тогда преобразованная по Лапласу импульсная характеристика фиксирующего элемента даст его передаточную функцию

$$W_{фэ}(s)=\left(1-e^{-\gamma_{от}T_и s}\right)/s, \qquad (6.3.17)$$

где $s$ — комплексный аргумент.

Необходимость представления передаточной функции ФЭ в виде преобразования Лапласа от его импульсной характеристики, вместо применявшейся ранее операторной формы записи передаточных функций, вызвана наличием в составе ФЭ запаздывающего звена. Если пренебречь постоянной времени усилителя мощности, то угломерное устройство можно представить в виде динамической структурной схемы (рис. 6.11).

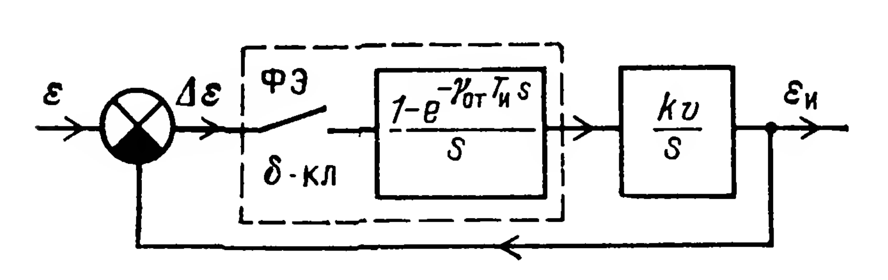



Рис. 6.11

Для анализа дискретных систем автоматического регулирования удобно пользоваться $z$-преобразованием [50, 109]. Применяя $z$-преобразование к передаточной функции разомкнутой системы $W(s)$, найдем дискретную передаточную функцию разомкнутой системы

$$W(z)=z\left\{k_v\frac{1-e^{-\gamma_{от}T_и s}}{s^2}\right\}=\frac{k_{vд}}{z-1}. \qquad (6.3.18)$$

Здесь $k_{vд}=k_vT_и\gamma_{от}$ — добротность дискретной системы. Дискретная передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(z)=\frac{W(z)}{1+W(z)}=\frac{k_{vд}}{z+(k_{vд}-1)}. \qquad (6.3.19)$$

Условия устойчивости определяются на основе анализа коэффициента полинома знаменателя $\Phi(z)$, т. е. $B(z)=b_mz^m+b_{m-1}z^{m-1}+$ $+\ldots+b_0$.

Необходимо и достаточно, чтобы все корни этого полинома находились внутри круга единичного радиуса $|z_\nu|=1$, $\nu=1, 2, 3\ldots$ Это условие для различных степеней $m$ дается в виде ограничений на коэффициенты полинома. Для $m=1$ имеем два условия:

$$\left.\begin{aligned} b_0+b_1>0, \\ b_1-b_0>0. \end{aligned}\right\} \qquad (6.3.20)$$

Применение этих условий к (6.3.19) означает, что коэффициент $k_{v\text{д}}$ должен быть положительным и не превосходить числа 2, т. е.

$$k_{v\text{д}}=k_v T_\text{и} \gamma_\text{от}<2. \qquad (6.3.21)$$

Для $z$-преобразования динамической ошибки измерения угла $\varepsilon$ из рис. 6.11 получим

$$\Delta \varepsilon_\text{д}(z)=\frac{1}{1+W(z)}\varepsilon(z). \qquad (6.3.22)$$

Если входной угол меняется по линейному закону, т. е. $\varepsilon(t)=\dot{\varepsilon}_0 t$, то

$$\varepsilon(z)=T_\text{и}\dot{\varepsilon}_0 z/(z-1)^2 \qquad (6.3.23)$$

и

$$\Delta \varepsilon_\text{д}(z)=\frac{T_\text{и}\dot{\varepsilon}_0}{z-1+k_{v\text{д}}}\,\frac{z}{z-1}. \qquad (6.3.24)$$

Установившееся значение динамической ошибки

$$\Delta \varepsilon_\text{ду}=\lim_{z\to 1}\frac{z-1}{z}\,\Delta \varepsilon_\text{д}(z)=\frac{\dot{\varepsilon}_0 T_\text{и}}{k_{v\text{д}}}. \qquad (6.3.25)$$

Имея в виду ограничения (6.3.21) на добротность следящей системы угломера и ограниченные размеры угла поля зрения оптической ГСН, можно найти связь максимально допустимого значения угловой скорости $\dot{\varepsilon}_\text{доп}$ линии визирования с параметрами ГСН.

Очевидно, что максимальная величина динамической ошибки $\Delta\varepsilon_{\text{д}\max}$ не должна превышать половины угла поля зрения ГСН, т. е. необходимо выполнение неравенства

$$\Delta\varepsilon_{\text{д}\max}<\text{УЗ}^\circ/2. \qquad (6.3.26)$$

Примем, что условие устойчивости (6.3.21) выполняется с двукратным запасом, т. е.

$$k_v T_\text{и} \gamma_\text{от}=1. \qquad (6.3.27)$$

Тогда из (6.3.25), (6.3.26) и (6.3.27) при $F_\text{и}=1/T_\text{и}$ получим

$$\dot{\varepsilon}_\text{доп}<0{,}5\,\text{УЗ}^\circ F_\text{и}. \qquad (6.3.28)$$

Если условие (6.3.28) нарушится, то процесс автосопровождения будет сорван. Пусть, например, $0{,}5\text{УЗ}^\circ=0{,}5^\circ$, а $F_\text{и}=10$ Гц. Вычисления по (6.3.28) показывают, что допустимая угловая скорость линий визирования не должна превосходить $5^\circ$/с.

г) Угломерное устройство со скоростной коррекцией. Динамическая структурная схема угломера со ско-

ростной коррекцией представлена на рис. 6.12. Она отображает следящую систему с астатизмом 2-го порядка. Передаточные функции $W_1(p)$ и $W_2(p)$ характеризуют соответственно пеленгационное устройство и первый интегратор совместно с цепью коррекции. Динамические свойства двигателя поворота антенны и усилителя мощности определяются передаточной функцией $W_3(p)$.

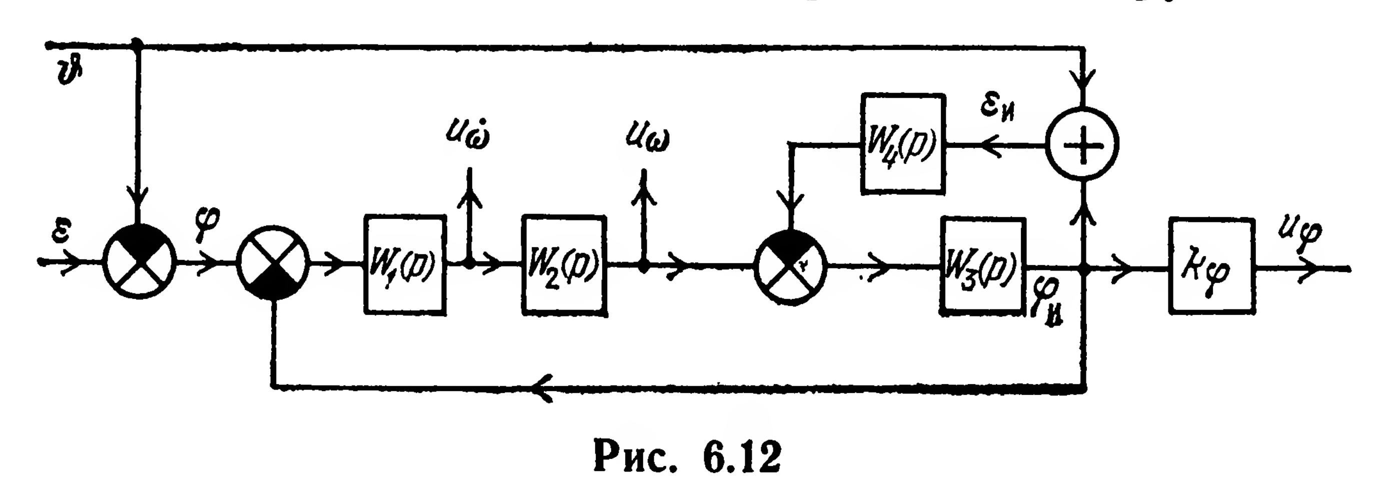



Рис. 6.12

Скоростной гироскоп, устанавливаемый на антенне, описывается передаточной функцией $W_4(p)$. Такой гироскоп является дифференцирующим звеном по отношению к суммарному углу $\varepsilon_и = \vartheta + \varphi_и$. Измеренное значение угловой скорости линии визирования в виде напряжения $u_\omega$ может сниматься с выхода скоростного гироскопа или с выхода первого интегратора, как показано на рис. 6.12. Напряжение $u_{\dot\omega}$, отображающее угловое ускорение, снимается со входа первого интегратора.

В соответствии со структурной схемой рис. 6.12 для измеренного значения угла пеленга имеем

$$\varphi_и = \frac{1}{W(p)}[W_1(p)W_2(p)W_3(p)\varphi - W_3(p)W_4(p)\vartheta]. \quad (6.3.29)$$

Здесь

$$W(p) = 1 + W_1(p)W_2(p)W_3(p) + W_3(p)W_4(p).$$

Напряжения $u_\omega$ и $u_{\dot\omega}$ равны соответственно

$$u_\omega = \frac{W_1(p)W_2(p)}{W(p)}\{[1+W_3(p)W_4(p)]\varepsilon - \vartheta]\}, \quad (6.3.30)$$

$$u_{\dot\omega} = \frac{W_1(p)}{W(p)}\{[1+W_3(p)W_4(p)]\varepsilon - \vartheta\}. \quad (6.3.31)$$

Для более наглядного представления возможностей рассматриваемого угломерного устройства по измерению им угловой скорости и углового ускорения линии визирования, а также получения условий развязки антенны от колебаний оси УО, подставим в (6.3.30) и (6.3.31) конкретные значения передаточных функций:

$$\left.\begin{aligned} &W_1(p) = k_{пу},\ W_2(p) = (k_и + p)/p, \\ &W_3(p) = k_у k_{дв}/p = k_{пр}/p,\ W_4(p) = k_{сг}\,p. \end{aligned}\right\} \quad (6.3.32)$$

В соотношениях (6.3.32) $k_{пу}$, $k_и$, $k_у$, $k_{дв}$, $k_{пр}$, $k_{сг}$ обозначают соответственно коэффициенты передачи пеленгационного устройства, первого интегратора, усилителя мощности, двигателя, привода и скоростного гироскопа.

Подставляя (6.3.32) в (6.3.30) и (6.3.31), а также выполняя несложные преобразования, получим

$$u_\omega = \frac{k_и k_{пу}(1 + T_{ин}\,p)}{p^2 + T_{ин}\,k_a\,p + k_a}\left(\dot{\varepsilon} - \frac{1}{1 + k_{сг}\,k_{пр}}\,\dot{\vartheta}\right), \tag{6.3.33}$$

$$u_{\dot\omega} = \frac{k_{пу}}{p^2 + T_{ин}\,k_a\,p + k_a}\left(\ddot{\varepsilon} - \frac{1}{1 + k_{сг}\,k_{пр}}\,\ddot{\vartheta}\right). \tag{6.3.34}$$

Здесь $k_a = k_{пу} k_и k_{пр}/(1 + k_{сг} k_{пр})$ — коэффициент передачи следящей системы по ускорению, а $T_{ин} = 1/k_и$ — постоянная времени первого интегратора.

Анализ соотношений (6.3.33) и (6.3.34) показывает, что напряжения $u_\omega$ и $u_{\dot\omega}$ зависят не только от угловой скорости $\dot\varepsilon$ и углового ускорения $\ddot\varepsilon$ линии визирования, но и от параметров, обусловленных угловыми колебаниями оси УО (вторые слагаемые в скобках рассматриваемых выражений). Последние вносят в процесс измерения так называемые синхронные ошибки привода. Такое наименование объясняется тем, что мгновенные значения этих ошибок изменяются синхронно с колебаниями продольной оси УО. Уменьшение синхронных ошибок привода до приемлемых значений достигается выбором коэффициента передачи контура стабилизации, равного $k_{ст} = k_{сг} k_{пр}$. Обычно величина $k_{ст}$ составляет несколько сотен, в результате чего синхронные ошибки привода становятся исчезающе малыми. С учетом этого обстоятельства напряжений $u_\omega$ и $u_{\dot\omega}$ в установившемся режиме будем иметь

$$u_{\omega_0} = \frac{k_и\,k_{пу}}{k_a}\,\dot\varepsilon \text{ и } u_{\dot\omega_0} = \frac{k_{пу}}{k_a}\,\ddot\varepsilon. \tag{6.3.35}$$

Динамические ошибки измерения определяются соотношениями

$$\Delta\varphi_д = \varphi - \varphi_и, \tag{6.3.36}$$

$$\Delta u_{\omega\,д} = u_{\omega 0} - u_\omega, \tag{6.3.37}$$

$$\Delta u_{\dot\omega д} = u_{\dot\omega_0} - u_{\dot\omega}, \tag{6.3.38}$$

куда следует подставить измеренные значения $\varphi_и$, $u_\omega$ и $u_{\dot\omega}$ из (6.3.29), (6.3.30) и (6.3.31).

**3. Введение параметров поступательного движения управляемого объекта в комплексные угломерные устройства.** а) Позиционная коррекция при введении параметров собственного поступательного движения УО (самолета или ракеты) является типичной для систем самонаведения на неподвижные или малоподвижные наземные и надводные цели [96].

Сигналы коррекции поступают от автономного измерителя (АИ), в качестве которого чаще всего используется инерциальная система (ИС). Объектами коррекции являются угломерный и дальномерный каналы РЛС самолета или РГС ракеты. В дальнейшем для краткости будем их именовать неавтономными измерителями (НИ). Целесообразным для рассматриваемых систем является применение также коррекции ИС по данным, поступающим от НИ.

Таким образом, анализируемая в дальнейшем система обеспечивает взаимную коррекцию двух типов измерителей (АИ и НИ).

Обычно АИ работает непрерывно в течение всего времени полета УО. Неавтономный измеритель включается периодически или эпизодически. За время включения НИ происходит «списывание» ошибок, которые накапливаются в измеренных значениях координат, выдаваемых АИ. В этом состоит существо коррекции АИ от НИ. Периодическое выключение НИ повышает скрытность работы РЛС или РГС, а следовательно, их помехозащищенность. Перерывы в работе НИ могут оказаться вынужденными, например, при создании ему эффективных помех. Если неавтономным измерителем является пассивная РГС, то прекращение работы НИ будет связано с выключением РЛС, на которую наводится ракета.

В любом случае при выключении НИ управляющий сигнал для САУ самолета или ракеты формируется по скорректированным данным, вырабатываемым АИ. Помимо того, эти данные используются для коррекции неавтономного измерителя. Сущность такой коррекции состоит в том, что под действием сигналов АИ, вводимых в контуры автосопровождения цели по углам и дальности, осуществляется перемещение антенны неавтономного измерителя и строба дальности, открывающего приемник РЛС или РГС, в соответствии с параметрами собственного движения УО. Благодаря этой коррекции повышается точность измерения координат цели и увеличивается «память» НИ, под которой понимают допустимое время выключения неавтономного измерителя без потери сигналов цели при его повторном включении.

Для определения структуры цепей коррекции рассмотрим геометрические соотношения, характеризующие наведение управляемого объекта на цель (рис. 6.13,*а*). Здесь $O_0X_0Z_0$ является гори-

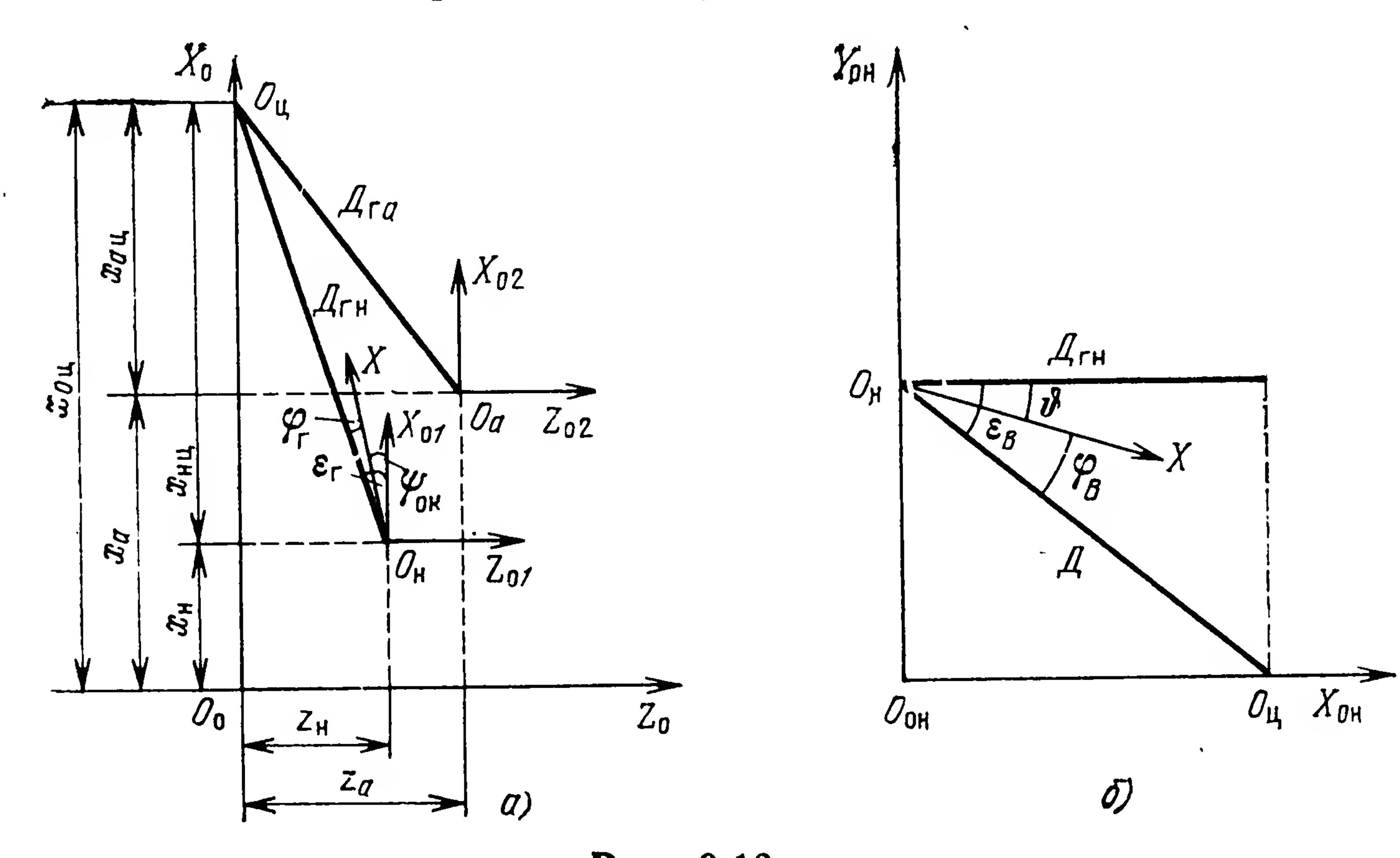



Рис. 6.13

зонтально-ортодромической земной системой координат, начало которой $O_0$ совпадает с проекцией на горизонтальную плоскость точки включения инерциальной системы счисления пути. Ось $O_0X_0$

проходит через цель $O_ц$. Точками $O_н$ и $O_а$ обозначены проекции центра масс УО на плоскость $O_0X_0Z_0$ при определении его координат с помощью неавтономного и автономного измерителей соответственно. Оси $O_нX_{01}Z_{01}$ и $O_аX_{02}Z_{02}$ параллельны соответствующим осям горизонтально-ортодромической системы координат. На рис. 6.13,*б* изображена вертикальная плоскость, проведенная через точки $O_ц$ и $O_н$. Неавтономный измеритель определяет сферические координаты цели: наклонную дальность $Д$ и углы пеленга цели в горизонтальной $\varphi_г$ и вертикальной $\varphi_в$ плоскостях. Гиростабилизированная платформа ИС позволяет измерить ортодромический курс $\psi_{ок}$ управляемого объекта и угол тангажа $\vartheta$. Если углы отклонения продольной оси управляемого объекта $O_нX$ от направления на цель невелики, то можно получить углы линии визирования в горизонтальной $\varepsilon_г$ и вертикальной $\varepsilon_в$ плоскостях по следующим упрощенным формулам:

$$\varepsilon_г = \varphi_г + \psi_{ок}, \tag{6.3.39}$$

$$\varepsilon_в = \varphi_в + \vartheta. \tag{6.3.40}$$

В инерциальной системе путем двойного интегрирования измеренных ускорений УО производится непрерывное определение координат $x_а$ и $z_а$. В момент начала счисления указанных координат, когда УО находится в точке $O_0$, должна быть известна координата цели $x_{оц}$. Поэтому в АИ вырабатывается приборный аналог координаты

$$x_{ац} = x_{оц} - x_а. \tag{6.3.41}$$

Для формирования корректирующего сигнала обычно пересчитывают координаты цели, измеренные корректирующим средством, в координаты корректируемого измерителя. Так, при коррекции АИ от РЛС или РГС корректирующие воздействия определяются по алгоритмам пересчета сферических координат в прямоугольные. В результате получаются

$$z_н = Д \cos \varepsilon_в \sin \varepsilon_г, \tag{6.3.42}$$

$$x_{нц} = Д \cos \varepsilon_в \cos \varepsilon_г. \tag{6.3.43}$$

Для коррекции канала курса угломера и дальномерного устройства по данным АИ прямоугольные координаты цели $x_{ац}$, $z_а$ пересчитываются в сферические

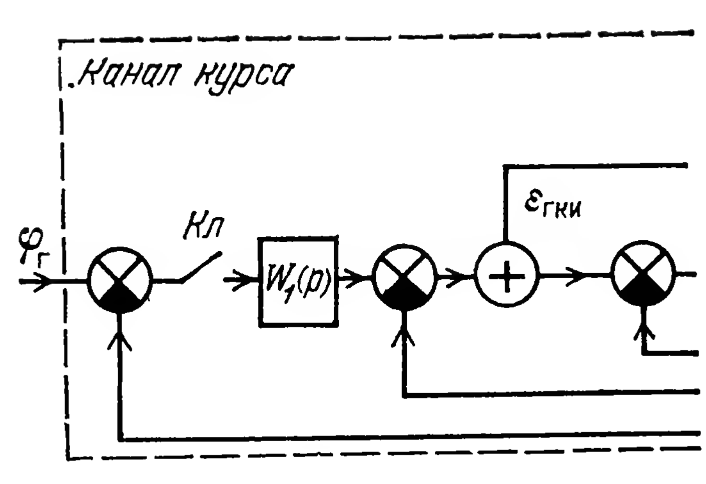
$$\varepsilon_{га} = \operatorname{arc\,tg} \frac{z_а}{x_{ац}}, \tag{6.3.44}$$

$$Д_а = \frac{x_{ац}}{\cos \varepsilon_в \cos \varepsilon_г}. \tag{6.3.45}$$

Если с помощью АИ измерять высоту полета УО, то нетрудно вычислить корректирующий сигнал для канала тангажа угломера.

Полученные соотношения показывают, что при разработке комплексного угломерного устройства с взаимной коррекцией не-

обходимо использовать данные АИ и дальномера, входящего в состав НИ. С учетом сделанного замечания можно представить структурную схему комплексного измерителя с взаимной коррекцией в виде, показанном на рис. 6.14. Для упрощения схемы цепи коррекции канала тангажа угломера не показаны.



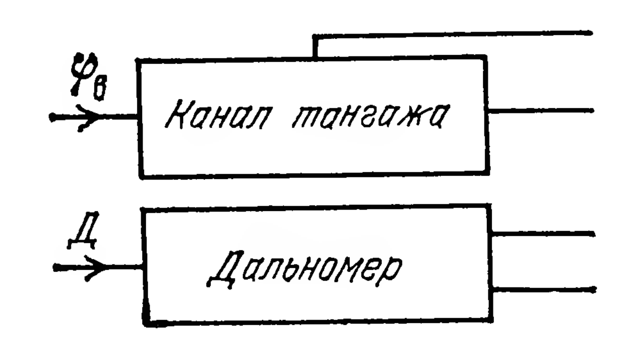



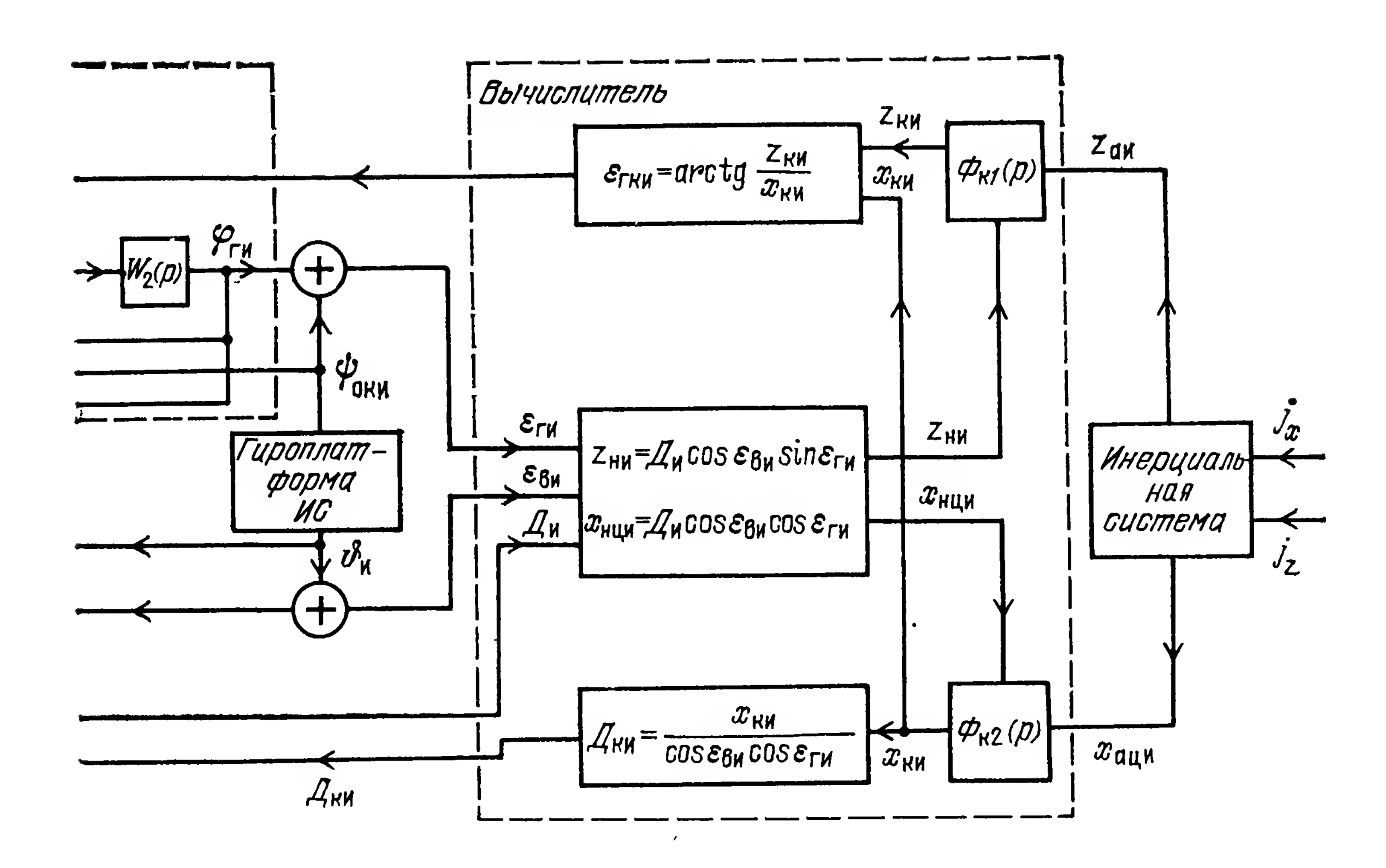

Рис. 6.14

Динамическая структурная схема канала курса угломерного устройства аналогична той, которая описана в п. 2,б настоящего параграфа. В схему дополнительно введен лишь ключ *Кл*, который периодически включает контур автосопровождения цели по курсу. Аналогичные ключи располагаются и в схемах каналов тангажа и дальномера.

Выходными параметрами каналов курса, тангажа и дальности РЛС или РГС являются измеренные значения углов пеленга $\varphi_{ги}$, $\varphi_{ви}$ и наклонной дальности $Д_и$. Далее всюду индексом «и» помечены измеренные значения координат. Измерения ортодромического курса $\psi_{ок}$ и угла тангажа $\vartheta$, которые выполняются с помощью гиростабилизатора инерциальной системы, дают возможность сформировать путевой угол цели $\varepsilon_{ги}$ и угол наклона линии визирования $\varepsilon_{ви}$. Одновременно углы $\psi_{ок}$ и $\vartheta$ вводятся в следящую систему угломера для компенсации угловых колебаний продольной оси УО относительно центра масс.

Данные от НИ поступают в вычислитель сигналов коррекции и по формулам (6.3.42) и (6.3.43) пересчитываются в прямоугольные координаты $z_{ни}$ и $x_{нци}$, используемые для коррекции данных АИ.

Датчики ИС измеряют ускорения $j_x$ и $j_z$, пересчитанные в оси горизонтально-ортодромической системы координат $O_0X_0Z_0$. Путем интегрирования этих ускорений и учета начальной координаты цели $x_{оц}$ на выходе ИС формируются прямоугольные координаты цели $z_{аи}$, $x_{аци}$, которые подаются в цепи коррекции, имеющие передаточные функции $\Phi_{к1}(p)$ и $\Phi_{к2}(p)$. Структура этих передаточных функций зависит от характера шумов $\xi_1$ и $\xi_2$, сопровождающих измерения. Результаты измерений можно представить в виде $z_{ни}=$ $=z_п+\xi_1$ и $z_{аи}=z_п+\xi_2$, где $z_п$ — приборный аналог координаты $z$, измеряемой без ошибок. Если шумы $\xi_1$ радиотехнических измерителей принять белыми, а шумы $\xi_2$ ИС аппроксимировать марковским процессом 1-го порядка, то структура передаточной функции оптимального инвариантного фильтра может быть найдена на основании рис. 3.32, в котором следует положить $x_1=z_п$; $z_1=z_{ни}$; $z_2=z_{аи}$ и $\hat{x}_1=z_{ки}$. Корректирующий фильтр такого вида дает минимальную среднюю квадратическую ошибку в скорректированной координате $z_{ки}$, но, к сожалению, он не обладает памятью, т. е. не




способен запоминать скорректированную координату после выключения радиотехнического измерителя. Поэтому на практике применяются такие квазиоптимальные корректирующие фильтры (рис. 6.15), которые по точности несколько уступают оптимальным, но имеют свойство памяти.

При замыкании ключа *Кл*, которое происходит одновременно с замыканием соответствующих ключей в радиотехнических измерителях, осуществляется «списание» ошибок автономного измерителя на основании данных, поступающих от неавтономных измерителей. После окончания коррекции ключ размыкается, а корректирующая поправка на выходе интегратора сохраняет свое значение (запоминается) до следующей коррекции. Если коррекция осуществляется непрерывно, то целесообразно применять схему рис. 3.32.

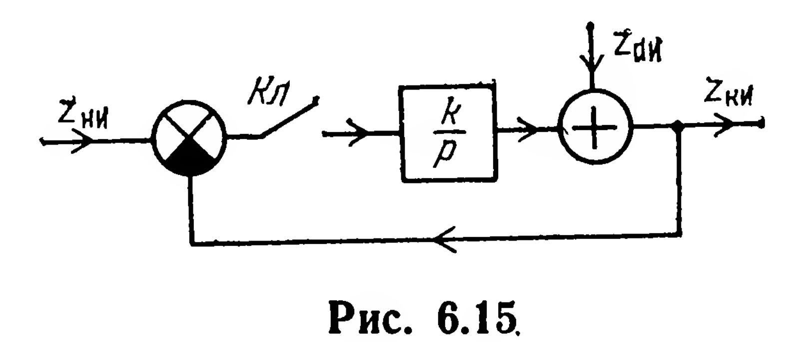



**Рис. 6.15**

Откорректированные прямоугольные координаты цели $z_{ки}$, $x_{ки}$ преобразуются в сферические согласно формулам (6.3.44), (6.3.45). Значительный объем вычислений, который связан с формированием сигналов коррекции, делает целесообразным выполнять преобразователь координат совместно с корректирующими фильтрами в виде цифрового специализированного вычислителя.

Полученные на выходе вычислителя сигналы $\varepsilon_{гки}$ и $Д_{ки}$ используются для коррекции соответствующих каналов НИ. Так, в канале курса под действием сигнала $\varepsilon_{гки}$ при выключении режима автосопровождения (ключ *Кл* разомкнут) антенна в процессе полета УО будет поворачиваться, устанавливая свою ось в ту точку пространства, где располагалась цель в момент окончания цикла коррекции. Сигнал $Д_{ки}$ используется для перемещения строба, открывающего приемник РЛС или РГС, и селекторных импульсов дальномера согласно параметрам собственного движения УО.

б) Скоростная коррекция применяется чаще всего в угломерном устройстве, предназначенном главным образом для измерения угловой скорости линии визирования, которая необходима, например, при реализации метода пропорционального наведения УО на цель. Аналогично тому, как это делалось при позиционной коррекции, параметры, измеряемые ИС, должны быть пересчитаны в систему координат корректируемого угломера. Корректирующий сигнал при скоростной коррекции угломерного устройства должен иметь размерность угловой скорости.

Пересчет параметров, измеряемых автономными датчиками, в корректирующее воздействие удобнее всего выполнить на основе упрощенной линеаризированной системы кинематических уравнений. Рассмотрим плоское движение цели $O_ц$ и $УО$ в вертикальной плоскости (рис. 6.16). Проектируя вектор ускорения цели $\mathbf{j}_ц$ и вектор ускорения УО $\mathbf{j}$ на линию визирования и нормаль к ней, получим систему кинематических уравнений

$$\left.\begin{aligned} Д\,\dot{\omega}_в + 2\dot{Д}\,\omega_в &= j_{цya} - j_{ya}, \\ \ddot{Д} &\simeq j_{цxa} - j_{xa}. \end{aligned}\right\} \qquad (6.3.46)$$

Здесь составляющие $j_{цxa}$, $j_{xa}$ и $j_{цya}$, $j_{ya}$ векторов ускорений $\mathbf{j}_ц$ и $\mathbf{j}$ в визирной (антенной) системе координат $OX_{ав}Y_{ав}$ именуются соответственно радиальными и трансверсальными ускорениями.

В дальнейшем для определенности будем считать, что УО является самонаводящейся ракетой. Инерциальный измеритель ракеты содержит датчики линейных ускорений (ДЛУ), измерительная ось одного из которых направлена по продольной оси ракеты (ось $OX$ на рис. 6.16), а двух других по нормальной оси $OY$ и поперечной оси $OZ$ соответственно (последняя ось на рис. 6.16 не показана). Первый ДЛУ будет измерять продольное ускорение $j_{пр}$, второй — нормальное $j_{н1}$, а третий — поперечное $j_п$.

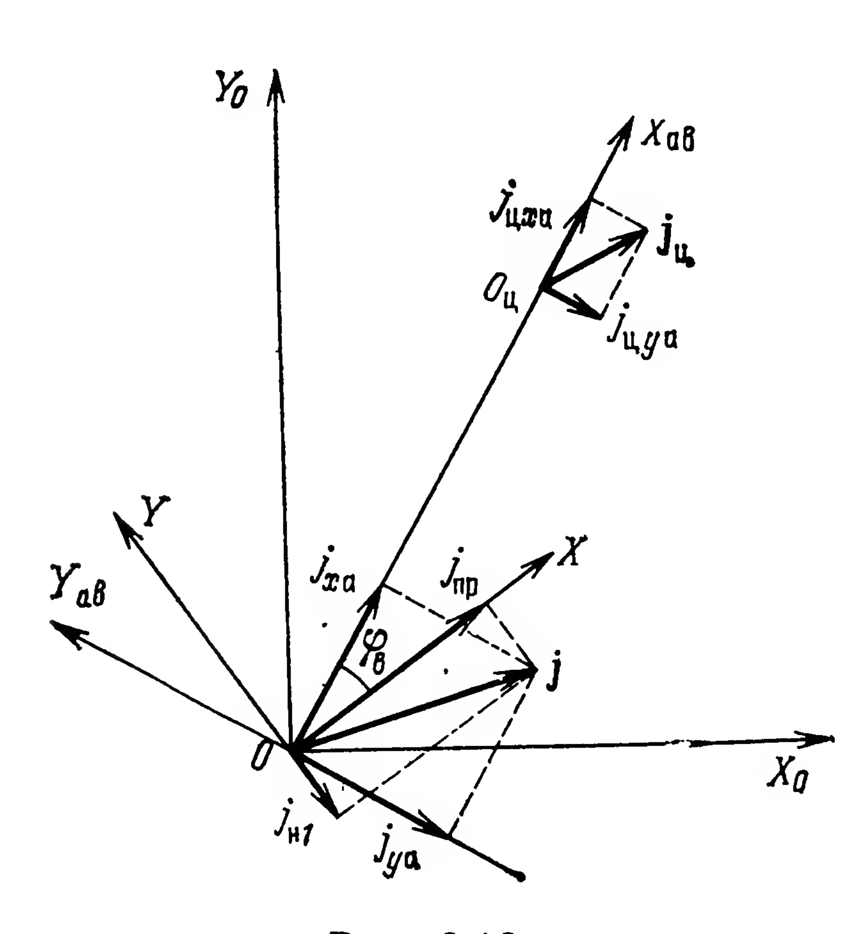



**Рис. 6.16**

При известном угле пеленга $\varphi_в$ пересчет составляющих векторов ускорений для различных систем координат выполняется по формулам

$$\left.\begin{aligned} j_{xa} &= j_{пр}\cos\varphi_в - j_{н1}\sin\varphi_в, \\ j_{ya} &= j_{пр}\sin\varphi_в + j_{н1}\cos\varphi_в. \end{aligned}\right\} \qquad (6.3.47)$$

Обычно перед пуском ракеты углы пеленга цели бывают известны, даже если головка самонаведения не сопровождает цель по углам (захват сигнала цели отсутствует). В этом случае данные об указанных углах поступают от системы целеуказания. Поэтому на участке автономного полета (до захвата цели) инерци-

альный измеритель формирует корректирующий сигнал в соответствии с системой уравнений

$$\left.\begin{aligned} Д_и \dot{\hat{\omega}}_в + 2\dot{Д}_и \hat{\omega}_в &= -j_{yаи}, \\ \dot{Д}_и &= -j_{xаи}. \end{aligned}\right\} \qquad (6.3.48)$$

Индекс «и» и знак «$\wedge$» над соответствующими параметрами, которые входят в (6.3.48), показывают, что используются измеренные значения этих параметров. Смысл введения знака «$\wedge$» будет ясен из дальнейшего.

Структурная схема комплексного угломера в режиме ввода сигнала коррекции от ИС представлена на рис. 6.17, если принять, что подвижные контакты ключей $Кл_1$ и $Кл_2$ находятся в нижнем

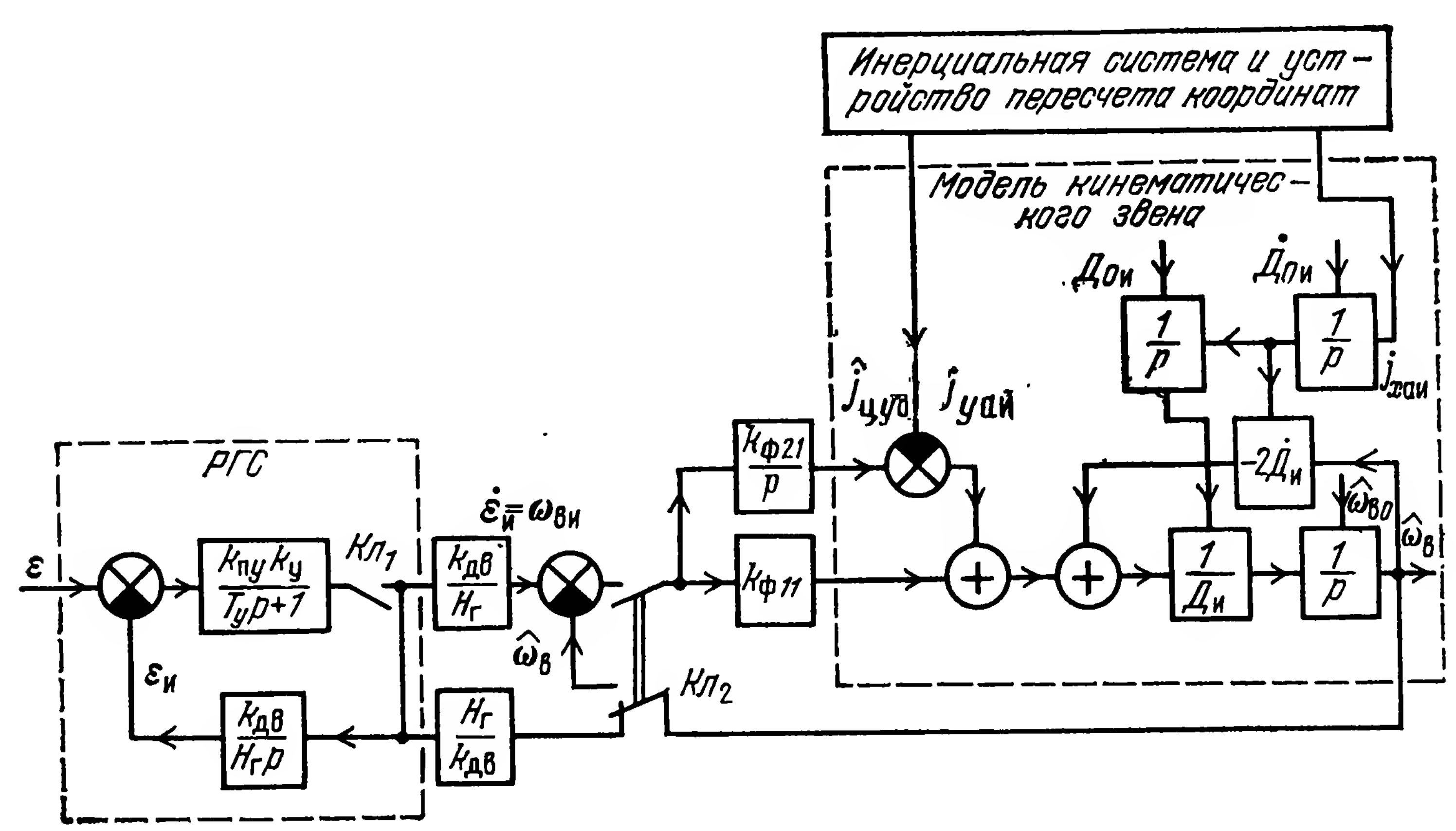



**Рис. 6.17** [66]

положении. Угломерный канал РГС выполнен по схеме с позиционной коррекцией и силовой стабилизацией. Эта схема описана в пп. 1,в и 2,в настоящего параграфа. Сигналы линейных ускорений $j_{xаи}$ и $j_{yаи}$ от ИС и устройства пересчета координат подаются на устройство, моделирующее кинематические соотношения (6.3.48). Это устройство названо на схеме моделью кинематического звена.

В момент начала работы модели на все ее интеграторы от радиотехнических самолетных измерителей через систему целеуказания подаются начальные условия $Д_{0и}$; $\dot{Д}_{0и}$; $\hat{\omega}_{в0}$. Под действием сигналов $j_{yаи}$ и $j_{xаи}$ на выходе модели формируется сигнал угловой скорости $\hat{\omega}_в$, который через масштабный коэффициент $H_г/k_{дв}$ подается на вход гиропривода головки. Последний поворачивает антенну в направлении на прогнозируемое местоположение цели. В этом состоит сущность коррекции РГС от датчика параметров поступательного движения ракеты.

После захвата головкой сигнала цели подвижные контакты ключей $Кл_1$ и $Кл_2$ переходят в верхнее положение и корректирующий сигнал от головки отключается. В принципе он мог бы быть оставлен, как это делалось при позиционной коррекции. Однако

там наведение осуществлялось на малоподвижную или неподвижную цель и угол поворота линии визирования изменялся главным образом за счет движения УО. Поэтому корректирующий сигнал с большой достоверностью отображал действительный закон изменения угла визирования. Здесь же в силу подвижности цели введение в РГС корректирующего сигнала в режиме автосопровождения не дает ощутимых выигрышей в точности измерений.

В то же время при работе РГС в режиме автосопровождения модель кинематического звена оказывается полезной для дополнительной фильтрации измеряемого головкой сигнала угловой скорости линии визирования $\dot{\varepsilon}_и = \omega_и$. Как было показано в § 3.4, при измерении угловой скорости головкой, а параметров, характеризующих поступательное движение ракеты, датчиками линейных ускорений, может быть построен оптимальный комплексный измеритель, повышающий качество измерения угловой скорости линии визирования. Такой измеритель содержит фильтр коррекции, описываемый системой уравнений (3.4.32).

Для упрощения структуры фильтра будем полагать, что ошибки, которые вносит в сигнал $\widehat{\omega}_в$ РГС, существенно выше погрешностей, обусловливаемых ДЛУ, в силу чего последними ошибками можно пренебречь. Это предположение в большой степени отражает действительное положение дел.

Тогда, приняв (3.4.32) $\hat{x}_1 = \hat{\omega}_в$; $z_1 = \omega_{ви}$; $\hat{x}_2 = \hat{j}_{цуа}$; $\hat{x}_3 = z_2 = j_{уаи}$, получим уравнения оптимального фильтра

$$\left.\begin{aligned} Д_и \dot{\hat{\omega}}_в &= -2\dot{Д}_и \hat{\omega}_в + k_{ф11}(\omega_{ви} - \hat{\omega}_в) + \hat{j}_{цуа} - j_{уаи}, \\ \dot{\hat{j}}_{цуа} &= k_{ф21}(\omega_{ви} - \hat{\omega}_в), \end{aligned}\right\} \qquad (6.3.49)$$

который изображен на рис. 6.17, если считать, что подвижные контакты ключей $Кл_1$ и $Кл_2$ находятся в верхнем положении.

Фильтр оптимальным образом оценивает ускорение цели $j_{цуа}$ и угловую скорость линии визирования, которая используется в дальнейшем для наведения ракеты на цель.

Полученная структура оптимального фильтра не является единственно возможной. Так, отказ от условий абсолютно точного измерения линейных ускорений приводит к фильтру, изображенному на рис. 3.37. Можно также усложнить гипотезу о маневре цели (напомним, что синтез фильтров рис. 3.37 и рис. 6.17 проводился при условии маневра цели с постоянным ускорением) и синтезировать новый фильтр. Однако все эти фильтры будут содержать модель кинематического звена. Поэтому иногда такие фильтры именуют псевдокинематическими звеньями.

## 6.4. Измерители вектора ускорения цели

Совместное использование измерителей дальности, углов и их производных, а также измерителей параметров собственного движения УО позволяет реализовать устройство, способное измерять

все составляющие вектора ускорения цели. Получим алгоритм, на основе которого может быть выполнено такое устройство. Начало подвижной невращающейся системы координат $OX_0Y_0Z_0$ расположено в центре масс управляемого объекта (рис. 6.18). Движение УО определяется вектором ускорения $\mathbf{j}$. Положение цели относительно УО задается вектором дальности **Д**, а движение цели характеризуется вектором ускорения $\mathbf{j}_ц$.

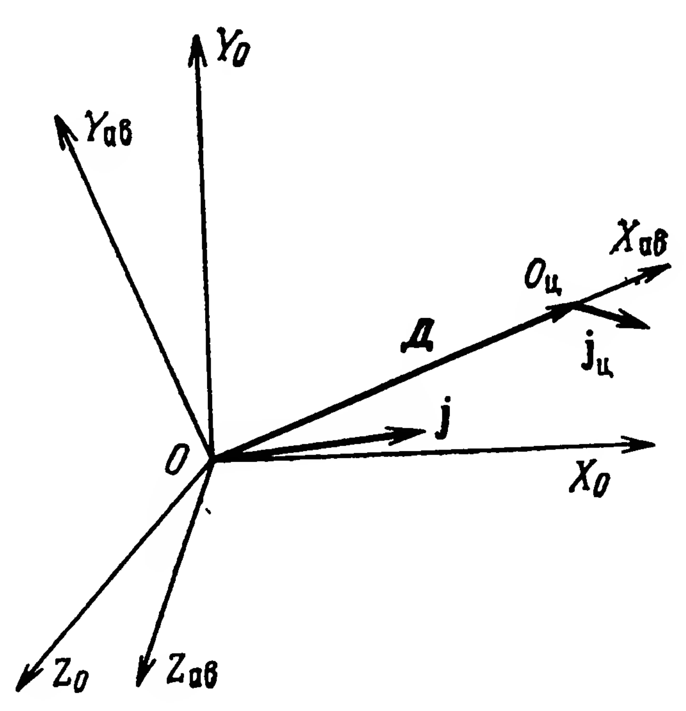


Рис. 6.18

Закон изменения вектора дальности **Д** определяется кинематическим уравнением

$$d^2\mathbf{Д}/dt^2 = \mathbf{j}_ц - \mathbf{j}. \qquad (6.4.1)$$

Введем подвижную вращающуюся визирную систему координат $OX_{ав}Y_{ав}Z_{ав}$, ось $OX_{ав}$ которой направлена по вектору дальности, а оси $OY_{ав}$ и $OZ_{ав}$ образуют с ней правую систему. Такая система координат с точностью до ошибок автосопровождения цели по углам и величины выноса антенны относительно центра масс УО совпадает с антенной системой координат следящей РЛС или РГС, установленной на УО.

Левую часть уравнения (6.4.1), в которую входит вектор относительного ускорения цели, можно представить в виде [1]

$$\frac{d^2\tilde{\mathbf{Д}}}{dt^2} + \frac{d\,\boldsymbol{\omega}}{dt}\times\mathbf{Д} + \boldsymbol{\omega}\times(\boldsymbol{\omega}\times\mathbf{Д}) + 2\,\boldsymbol{\omega}\times\frac{d\tilde{\mathbf{Д}}}{dt} = \mathbf{j}_ц - \mathbf{j}. \qquad (6.4.2)$$

Здесь $\boldsymbol{\omega} = \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}$ — вектор угловой скорости визирной системы координат; $d^2\tilde{\mathbf{Д}}/dt^2$, $d\tilde{\mathbf{Д}}/dt$ — локальные производные вектора дальности, учитывающие лишь перемещение точки $O_ц$ вдоль оси $OX_{ав}$.

Второе и третье слагаемые в левой части соотношения (6.4.2) характеризуют переносное движение, обусловленное вращением визирной системы координат относительно стабилизированной системы. Последнее слагаемое в левой части (6.4.2) определяет кориолисово ускорение.

Из уравнения (6.4.2) получаем

$$\mathbf{j}_ц = \left[\frac{d^2\tilde{\mathbf{Д}}}{dt^2} + \frac{d\,\boldsymbol{\omega}}{dt}\times\mathbf{Д} + \boldsymbol{\omega}\times(\boldsymbol{\omega}\times\mathbf{Д}) + 2\boldsymbol{\omega}\times\frac{d\tilde{\mathbf{Д}}}{dt}\right] + \mathbf{j}. \qquad (6.4.3)$$

Соотношение (6.4.3) представляет собой алгоритм, на основе которого может быть построен бортовой измеритель вектора ускорения цели. Слагаемые, образующие векторную сумму в квадратных скобках правой части равенства (6.4.3), измеряются радиолокационной станцией самолета или радиолокационной головкой самонаведения ракеты, а составляющие вектора $\mathbf{j}$ измеряются датчиками линейного ускорения, установленными на борту УО.

Для определения состава измерителей РЛС или РГС, которые необходимы для реализации соотношения (6.4.3), спроектируем

векторное равенство (6.4.3) на оси визирной системы координат. В результате получим

$$\left.\begin{aligned} j_{\text{ц}xa} &= \frac{d^2 Д}{dt^2} - (\omega^2{}_y + \omega^2{}_z) Д + j_{xa}, \\ j_{\text{ц}ya} &= \frac{d\omega_z}{dt} Д + \omega_x \omega_y Д + 2\omega_z \frac{dД}{dt} + j_{ya}, \\ j_{\text{ц}za} &= -\frac{d\omega_y}{dt} Д + \omega_x \omega_z Д - 2\omega_y \frac{dД}{dt} + j_{za}. \end{aligned}\right\} \quad (6.4.4)$$

Обычно в современных бортовых РЛС антенны стабилизируются по крену. Стабилизация по крену антенн РГС осуществляется за счет канала крена самой ракеты. Поэтому в визирной системе координат отсутствует вращение вокруг оси $OX_{\text{ав}}$, т. е. $\omega_x = 0$. Тогда система уравнений (6.4.4) примет вид

$$\left.\begin{aligned} j_{\text{ц}xa} &= \frac{d^2 Д}{dt^2} - (\omega^2{}_y + \omega^2{}_z) Д + j_{xa}, \\ j_{\text{ц}ya} &= \frac{d\omega_z}{dt} Д + 2\omega_z \frac{dД}{dt} + j_{ya}, \\ j_{\text{ц}za} &= -\frac{d\omega_y}{dt} Д - 2\omega_y \frac{dД}{dt} + j_{za}. \end{aligned}\right\} \quad (6.4.5)$$

Отметим, что ограничение $\omega_x = 0$ не является принципиальным. Оно может быть снято, если антенна не стабилизирована по крену. Однако в этом случае требуется установка измерителя угловой скорости крена на борт УО. Данные, получаемые от такого измерителя, позволяют определить $\omega_x$. Анализ уравнений (6.4.5) показывает, что бортовой радиотехнический измеритель (РЛС или РГС) должен измерять дальность до цели $Д$; скорость $dД/dt$ и ускорение $d^2Д/dt^2$ сближения; составляющие $\omega_y$ и $\omega_z$ угловой скорости линии визирования, а также угловые ускорения $d\omega_y/dt$ и $d\omega_z/dt$.

Измерение дальности и ее производных возможно в импульсно-доплеровской РЛС, если в контуре слежения за частотой Доплера использовать астатическую систему автоматического регулирования. Напряжение, пропорциональное ускорению сближения, будет формироваться на входе интегратора такой системы. Те же параметры могут быть измерены в РГС, если используется непрерывный сигнал подсвета цели с частотной модуляцией.

Составляющие угловой скорости и углового ускорения линии визирования по осям визирной системы координат измеряются с помощью следящего угломера, имеющего астатизм второго порядка (см. п. 2,г, § 6.3).

Опыт использования автоматических измерителей дальности, скорости и ускорения сближения, а также углов и угловых скоростей линии визирования показывает, что уже в настоящее время эти параметры измеряются с достаточной точностью. Оценим точность измерения углового ускорения в схеме рис. 6.12. Если цель

маневрирует с постоянным угловым ускорением, то основными погрешностями при измерении углового ускорения будут флюктуационные ошибки. Зададим помеховое возмущение в виде помехового угла $\varepsilon_ф(t)$.

На выходах $u_\omega$ и $u_{\dot\omega}$ схемы рис. 6.12 обычно устанавливаются дополнительные фильтры. Введем, помимо того, масштабные коэффициенты, преобразующие напряжения $u_\omega$ и $u_{\dot\omega}$ в измеренные значения угловой скорости $\omega_и$ и углового ускорения $\dot\omega_и$. Тогда из (6.3.33) и (6.3.34) для флюктуационных ошибок $\omega_{иф}$ и $\dot\omega_{иф}$ измерения угловой скорости линии визирования и углового ускорения этой линии находим

$$\omega_{иф}=\frac{k_a(1+T_{ин}p)\,p}{(p^2+k_aT_{ин}p+k_a)\,(T_{ф1}p+1)}\,\varepsilon_ф, \qquad (6.4.6)$$

$$\dot\omega_{иф}=\frac{k_a p^2}{(p^2+k_aT_{ин}p+k_a)\,(T_{ф2}p+1)}\,\varepsilon_ф. \qquad (6.4.7)$$

Здесь $T_{ф1}$ и $T_{ф2}$ — постоянные времени сглаживающих фильтров. Если принять, что $T_{ф1}=T_{ф2}=T_ф$, а спектральная плотность шумового угла $\varepsilon_ф$ постоянна в пределах полос пропускания измерителей угловой скорости и углового ускорения, то связь дисперсии $D_{\dot\omega}$ ошибки измерения углового ускорения с дисперсией $D_\omega$ ошибки измерения угловой скорости задается следующим соотношением:

$$D_{\dot\omega}=\frac{k_a}{k_aT^2_{ин}+T_ф/(T_{ин}+T_ф)}\,D_\omega. \qquad (6.4.8)$$

Выражение (6.4.8) получено на основании (6.4.6) и (6.4.7), а также общей формулы для вычисления дисперсии флюктуационной ошибки.

В следящих системах с астатизмом 2-го порядка переходный процесс, близкий к оптимальному, получается при $k_aT^2_{ин}=1\ldots4$. Помимо того, обычно имеет место соотношение $T_ф\ll T_{ин}$. Принимаем $k_aT^2_{ин}=2$, тогда из (6.4.8) будем иметь

$$\sigma_{\dot\omega}\simeq\sqrt{\frac{k_a}{2}}\,\sigma_\omega. \qquad (6.4.9)$$

Формула (6.4.9) устанавливает связь между средними квадратическими ошибками измерения угловой скорости и углового ускорения линии визирования. Если, например, $\sigma_\omega=0{,}05\ldots0{,}1°/с$, а $k_a=2\ с^{-2}$, то $\sigma_{\dot\omega}=0{,}05\ldots0{,}1°/с^2$.

Измерить составляющие $j_{xa}$, $j_{ya}$, $j_{za}$ вектора ускорения $\mathbf{j}$, входящие в выражение (6.4.5), можно двумя способами: путем размещения датчиков линейных ускорений на антенне, ориентируя их по осям $OX_{ав}$, $OY_{ав}$, $OZ_{ав}$ или размещая их на корпусе УО с ориентацией по осям связанной системы координат с последующим пересчетом измеренных значений ускорений в антенные оси на основе данных об углах пеленга цели, вырабатываемых РЛС или РГС.

При любом способе измерения, выходные сигналы датчиков линейных ускорений должны быть скорректированы на величину ускорения силы тяжести.

Измеренные значения $Д_и, dД_и/dt, d^2Д_и/dt^2, \omega_{yи},$

$$\omega_{zи}, \; d\omega_{yи}/dt, \; d\omega_{zи}/dt, \; j_{xaи}, \; j_{yaи}, \; j_{zaи}$$

поступают в вычислитель, алгоритм работы которого описывается системой уравнений (6.4.5). На выходе вычислителя будут сформированы составляющие вектора ускорения цели в визирной системе координат.

# ГЛАВА СЕДЬМАЯ

# *Системы автоматического управления самонаводящихся объектов и динамические структурные схемы контуров самонаведения*

## 7.1. Состав и структурные схемы систем автоматического управления пилотируемых самолетов

**1. Состав систем автоматического управления пилотируемых самолетов.** Система автоматического управления (САУ) современного самолета содержит подсистемы сигналов ручного управления, повышения устойчивости, стабилизации углового положения самолета, директорного и автоматического траекторного управления, а также автоматического контроля за работоспособностью САУ [14, 48]. Подсистема сигналов повышения устойчивости работает, как правило, во всех режимах управления движением центра масс самолета. Она повышает его устойчивость и улучшает управляемость.

Для перемещения каждого из органов управления самолета, к которым относятся элероны, руль высоты, стабилизатор, руль направления и т. п., используется общее для всех подсистем САУ силовое устройство, называемое бустером. Основной частью бустера является гидроусилитель со штоком, жестко связанным с соответствующим органом управления самолетом. Между гидроусилителем и соединенным с ним органом управления имеется обычно цепь отрицательной обратной связи.

**2. Структурные схемы САУ пилотируемых самолетов,** иллюстрирующие в общем виде основные режимы управления самолетами, в значительной степени схожи. Они отличаются главным образом способами подключения исполнительных устройств автопилотов к подсистемам ручного управления, числом датчиков информации, используемой для формирования законов управления самолетами, а также структурой законов для различных типов самолетов и ограничителями параметров их движения при разных видах маневров.

Упрощенная структурная схема САУ для канала продольного движения самолета с последовательным автопилотом показана на рис. 7.1 [14]. Характерным для последовательных автопилотов, широко применяемых на современных самолетах, является включение рулевой машины, именуемой также рулевым агрегатом, в разрыв механической тяги управления между подсистемой сигналов ручного управления и бустером.

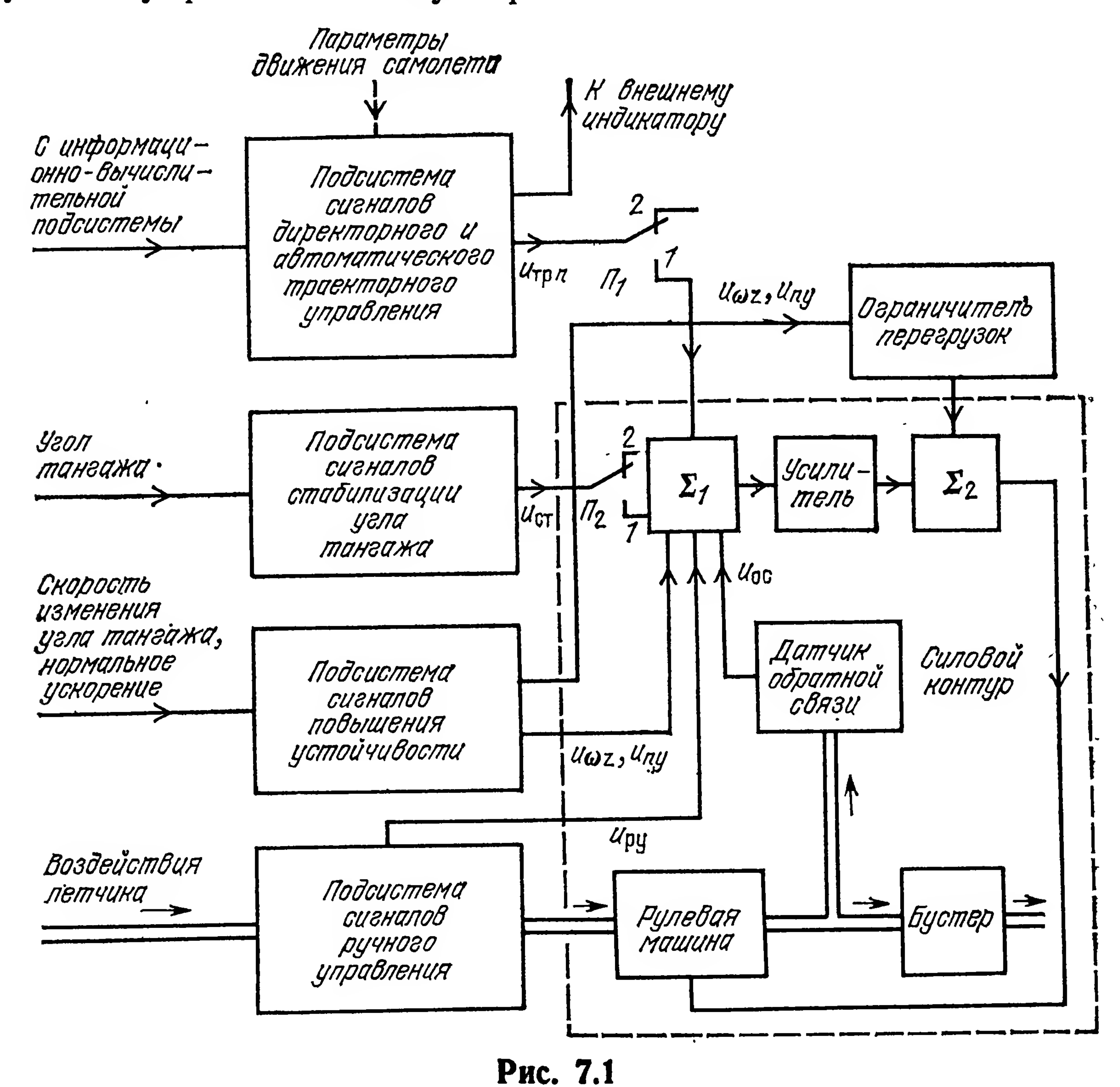



**Рис. 7.1**

В режиме ручного управления самолетом при выключенной подсистеме сигналов стабилизации угла тангажа подвижные контакты переключателей $П_1$ и $П_2$ находятся в положениях *2*. При этом на силовой контур САУ, являющийся общим для всех режимов управления самолетом, поступает информация с подсистем сигналов ручного управления и повышения устойчивости, а также с ограничителя перегрузок.

Основными элементами подсистемы сигналов ручного управления являются ручка, перемещаемая летчиком, механическая тяга, датчик положения ручки управления и автомат регулирования управления, называемый также автоматом передаточных чисел. Этот автомат поддерживает постоянство соотношения $k_{nF}=\Delta n_{ya}/\Delta F_y$, где $\Delta n_{ya}$ и $\Delta F_y$ — приращения нормальной скоростной перегрузки и усилия на ручке управления (РУ) самолета соответственно при всех возможных режимах его полета.

Необходимость автомата передаточных чисел на современных самолетах обусловлена стремлением избежать возникновения опасных перегрузок при пилотировании. Дело в том, что применение необратимых бустеров, отличающихся тем, что они не передают усилия с перемещаемого руля высоты или стабилизатора на РУ, приводит к потере у летчиков «чувства» управления самолетом, а так называемые обратимые бустеры, которые передают упомянутые выше усилия, это «чувство» сохраняют, оставляя на долю летчика около 10% от потребного усилия управления. Но коэффициент $k_{nF}$ без принятия специальных мер изменяется в весьма широких пределах при больших диапазонах изменения высоты и скорости полета, что характерно для современных самолетов. Особые трудности возникают при управлении стабилизаторами, которые стали применяться вместо рулей высоты для повышения эффективности управления сверхзвуковыми самолетами и меняют положение своего фокуса вместе с изменением скорости самолета. Оказывается, в частности, что при реализации нормального по качеству управления стабилизатором на сверхзвуковых скоростях самолета стабилизатор с переходом на дозвуковые скорости становится перекомпенсированным; отклонение стабилизатора при использовании обратимого бустера создает на РУ усилие, не препятствующее отклонению стабилизатора, а усугубляющее это отклонение. В такой ситуации приходится пользоваться необратимыми бустерами.

Оптимальным значением отношения $k_{nF}$ считается величина 0,2 ... 0,3 ед.пер./кг для легких и 0,05 ... 0,06 ед.пер./кг для тяжелых самолетов [17]. Источниками информации для работы автомата передаточных чисел являются датчики статического давления и скоростного напора. Примером такого автомата является автомат передаточных чисел АРУ-3В, достаточно детально рассмотренный в [48].

При ручном управлении летчик с помощью РУ и механической проводки воздействует на рулевую машину и датчик положения РУ, на рис. 7.1 не показан. Последний вырабатывает электрическое напряжение, отображающее перемещение $x_{\text{ру}}$ летчиком РУ. Это напряжение предварительно проходит через НЧ фильтр с постоянной времени 0,4 ... 0,5 с и в виде сигнала $u_{\text{ру}}$ подается на сумматор $\Sigma_1$, где производится суммирование его с напряжениями, поступающими с подсистемы сигналов повышения устойчивости. С выхода $\Sigma_1$ сигнал через усилитель и сумматор $\Sigma_2$ воздействует на золотник рулевой машины. Датчик положения РУ, НЧ фильтр, сумматоры $\Sigma_1$, $\Sigma_2$, усилитель и рулевая машина играют роль автоматического регулятора управления, т. е. автомата передаточных чисел.

При перемещении РУ смещается дополнительно за счет механической проводки шток рулевой машины. Последняя связана с бустером, отклоняющим руль высоты (или стабилизатор) на угол $\delta_{\text{рв}}$.

Подсистема сигналов повышения устойчивости может содержать лишь автоматический демпфер, либо, что бывает чаще, совокупность автоматического демпфера и автомата устойчивости. Для конкретности будем считать, что схема на рис. 7.1 содержит и демпфер и автомат устойчивости. Здесь необходимо отметить, что понятие «автомат устойчивости» вводится лишь при теоретическом рассмотрении САУ, а в реальных САУ автомат устойчивости образует единый конструктивный блок вместе с демпфером.

Построение автоматических демпферов основывается на широко известном в аэродинамике понятии демпфирующего момента: величина его пропорциональна значению угловой скорости колебаний самолета вокруг центра масс, а по знаку демпфирующий момент и угловая скорость противоположны. В силу этого демпфер содержит измеритель угловой скорости, по сигналам которого отклоняется руль высоты или стабилизатор. В канале продольного движения измеряется угловая скорость вращения самолета вокруг его поперечной оси. Воздействуя на органы управления, демпфер гасит короткопериодические колебания самолета по тангажу.

Автоматом устойчивости в канале продольного движения самолета формируются сигналы обратных связей по нормальной скоростной перегрузке [48]. В последующем для сокращения записей слово «скоростная» употребляться не будет. Источником информации в автомате устойчивости является ДЛУ.

Используемая в канале продольного движения САУ подсистема сигналов повышения устойчивости (рис. 7.1) вырабатывает напряжения $u_{\omega z}$ и $u_{ny}$, отображающие угловую скорость $\omega_z$ и нормальную перегрузку самолета $n_{ya}$. Эти напряжения через сумматоры $\Sigma_1$, $\Sigma_2$ и усилитель воздействуют на рулевую машину, связанную с датчиком обратной связи. Последний формирует напряжение $u_{oc}$, которое алгебраически суммируется с сигналами $u_{ру}$, $u_{\omega z}$ и $u_{ny}$. Следящая система, на входе которой действуют напряжения $u_{ру}$, $u_{\omega z}$ и $u_{ny}$, воздействует совместно с механической проводкой на рулевую машину.

Руль высоты (или стабилизатор) в режиме ручного управления перемещается по закону

$$\delta_{рв}=k_{ру}\,x_{ру}-k_{\omega z}\,\omega_z-k_{ny}\,n_{ya}. \tag{7.1.1}$$

В соотношении (7.1.1), написанном без учета инерционностей в системе ручного управления, $k_{\omega z}$, $k_{ny}$ и $k_{ру}$ — передаточные числа САУ по сигналам $\omega_z$, $n_{ya}$ и $x_{ру}$.

Директорное управление продольным движением самолета осуществляется также с помощью подсистемы ручного управления. Однако летчик при этом руководствуется показаниями командно-пилотажного и навигационно-пилотажного приборов, входящих обычно в состав САУ и именуемых часто сокращенно КПП и НПП соответственно. Применительно к схеме на рис. 7.1 предполагается, что КПП и НПП находятся в подсистеме сигналов директорного и автоматического траекторного управления, которая соединена с информационно-вычислительной подсистемой и фор-

мирует необходимые для директорного управления самолетом сигналы. Наряду с КПП и НПП могут использоваться внешние относительно САУ индикаторы, информирующие летчика об ошибках директорного управления самолетом. К числу внешних относится, в частности, имеющаяся на самолетах система единой индикации.

При установке подвижного контакта переключателя $П_2$ в положение *1* включается режим стабилизации самолета по углу тангажа. Этот режим обеспечивается следящей системой, содержащей сумматоры $\Sigma_1$, $\Sigma_2$, усилитель, рулевую машину и датчик обратной связи, а также бустером и подсистемой сигналов стабилизации угла тангажа. Последняя вырабатывает напряжение $u_{ст}=k_\vartheta(\vartheta_{ст}-\vartheta)$, где $k_\vartheta$ — коэффициент пропорциональности, $\vartheta$ — текущее значение угла тангажа, $\vartheta_{ст}$ — заданное (стабилизируемое) значение угла тангажа.

Для формирования напряжения $u_{ст}=k_\vartheta(\vartheta_{ст}-\vartheta)$ в состав подсистемы сигналов стабилизации угла тангажа входят гировертикаль и синхронизатор, называемый также блоком согласования. Основными элементами блока согласования (рис. 7.2) являются сельсин *СП* с подвижным ротором, усилитель *У* и двигатель *Дв* [48]. В режиме согласования, предшествующем режиму стабилизации, ключ *Кл* замкнут и ротор сельсина *СП* следит за угловым положением ротора сельсина-датчика, входящего в состав гировертикали. На статор *СП* подается напряжение $u_\vartheta$, отображающее текущий угол тангажа $\vartheta$. В момент начала стабилизации самолета по углу тангажа ключ *Кл* размыкается и автоматически или вручную фиксируется положение ротора сельсина *СП*. С этого момента времени на выходе блока согласования образуется напряжение $u_{ст}$, под действием которого перемещается руль высоты (или стабилизатор).

Если подвижный контакт переключателя $П_1$ на рис. 7.1 поставить в положение *1*, то САУ полностью осуществляет автоматическое управление продольным движением самолета. При этом подсистемы сигналов стабилизации и повышения устойчивости не отключаются. Чтобы менять высоту полета, в следящую систему управления рулем высоты (или стабилизатора) подается напряжение $u_{тр\,n}$. Оно вырабатывается подсистемой сигналов траекторного управления и является аналогом требуемой нормальной перегрузки $n_{ya\,т}$ самолета, которая задается как величина, пропорциональная параметру рассогласования (управления) $\Delta_в$ для канала продольного движения (высоты).

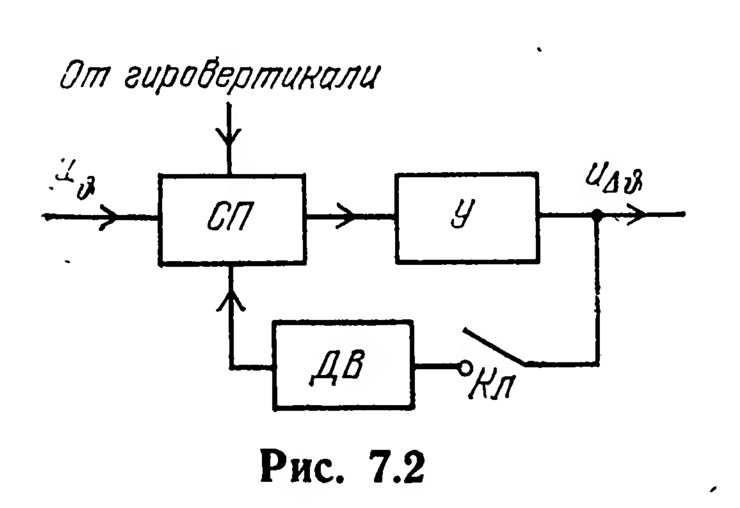


**Рис. 7.2**

Чтобы $n_{ya\,т}$ не превышала максимальную располагаемую нормальную перегрузку самолета, подсистема сигналов автоматического траекторного управления, кроме преобразователя параметра $\Delta_в$ в $u_{трn}$ содержит ограничитель напряжения $u_{трn}$. Ограничителем перегрузок предупреждается также летчик о задании недо-

пустимо больших перегрузок самолету в режимах ручного и директорного управления. Обычно САУ строится так, чтобы летчик мог парировать действие ограничителя перегрузок приложением дополнительных усилий к РУ.

Возможный закон управления рулем высоты (или стабилизатором) в режиме автоматического траекторного управления имеет вид [48]

$$\delta_{\text{рв}} = k_u u_{\text{тр}n} - k_{\omega z} \omega_z - k_{ny} n_{ya}, \qquad (7.1.2)$$

где $k_u$ — передаточное число САУ по сигналу $u_{\text{тр}n}$.

Следует подчеркнуть, что при получении (7.1.2) сумматоры $\Sigma_1$, $\Sigma_2$, усилитель, рулевая машина, датчик обратной связи и бустер считаются безынерционными.

Подсистема автоматического контроля (на рис. 7.1 не показана) обеспечивает летчика информацией об исправности САУ.

Для управления боковым движением самолета при поддержании его угла скольжения равным нулю применяется САУ, аналогичная по структуре рис. 7.1. Однако в канале бокового управления отсутствует обычно автомат передаточных чисел, а подсистема сигналов повышения устойчивости формирует напряжения, под действием которых повышается устойчивость самолета и улучшается его управляемость по курсу. Кроме того, в схеме на рис. 7.1 вместо подсистемы сигналов стабилизации угла тангажа включается подсистема сигналов стабилизации самолета по углам крена и рыскания.

Входящие в состав САУ подсистемы стабилизации и повышения устойчивости для управления боковым движением самолета делят на каналы крена и рыскания, которые являются взаимосвязанными. Для работы подсистем сигналов стабилизации и повышения устойчивости в канале крена используются сигналы, характеризующие угол крена $\gamma$ и угловую скорость $\omega_x = \dot{\gamma}$ вращения самолета вокруг его продольной оси. При этом сигналом $\omega_x$ обеспечивается работа автоматических демпферов, а автоматы устойчивости в каналах крена часто не применяются. Канал рыскания, содержащий обычно автоматический демпфер и автомат устойчивости, устраняет скольжение самолета. Для функционирования этого канала необходимы сигналы, которые отображают угловую скорость вращения самолета вокруг его нормальной оси и боковую перегрузку.

Подсистема сигналов автоматического и директорного управления в канале бокового движения самолета вырабатывает напряжение $u_{\text{тр}\gamma}$, характеризующее требуемый угол крена $\gamma_{\text{т}}$, который, в свою очередь, пропорционален требуемой боковой перегрузке самолета. Величина и полярность $u_{\text{тр}\gamma}$ определяются величиной и знаком параметра рассогласования (управления) $\Delta_{\text{г}}$, поступающего с информационно-вычислительной подсистемы для канала управления боковым движением. Под действием напряжения $u_{\text{тр}\gamma}$ меняется угол крена $\gamma$, что приводит к изменению курса самолета.

Кроме каналов продольного и бокового управления, САУ современных самолетов содержат нередко автоматы тяги, обеспечивающие автоматическое управление воздушной скоростью $v_c$ движения самолетов. Изменять величину скорости $v_c$ по требуемому закону очень важно, например, при заходе на посадку и при посадке, а выдерживание неизменного значения $v_c$ нужно бывает при десантировании и сбрасывании грузов, автоматизированном полете самолетов строем и т. д. Поскольку вместе с изменением $v_c$ меняется высота полета, в процессе управлений величиной $v_c$ приходится не только регулировать тягу двигателя, но и воздействовать на его руль высоты (или стабилизатор). При этом желательно, чтобы автомат тяги представлял собой астатическую систему регулирования.

## 7.2. Системы управления ракет

Системы управления многих ракет (СУР) решают по существу такие же задачи, что и самолетные системы автоматического управления. Принципиальное отличительное свойство СУР состоит в том, что СУР обеспечивают лишь режим автоматического управления ракетами и часто не содержат аппаратуры, необходимой для реализации этапа посадки. Кроме того, следует отметить, что в СУР наблюдается большее число типов устройств привода рулей, чем в САУ самолетов. Это связано с требуемой мощностью таких устройств и источниками энергии, которыми располагают ракеты разных классов и разного назначения. В настоящее время известны следующие основные виды устройств привода рулей в СУР: пневматические, гидравлические и электрические, подразделяемые, в свою очередь, на электромоторные и электромагнитные.

На структуру и основные характеристики СУР значительное влияние оказывает также аэродинамическая схема ракеты. Структурные схемы систем автоматического управления, размещаемых на ракетах с плоскостной аэродинамической симметрией, аналогичны структурным схемам САУ пилотируемых самолетов при работе в режиме автоматического управления на этапе их самонаведения. Если ракета имеет осевую аэродинамическую симметрию, то для управления продольным и боковым движениями ее СУР должна содержать два независимых друг от друга канала траекторного управления, стабилизации пространственного положения ракеты и повышения ее устойчивости в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. В зависимости от компоновки оперения ракеты одна из этих плоскостей может быть вертикальной или повернутой относительно вертикали на 45°.

Структурные схемы для каждого из двух ортогональных каналов управления одинаковые и подобны структурной схеме САУ пилотируемого самолета для канала продольного движения. Канал управления креном ракеты с осевой аэродинамической симметрией является автономным. Он обеспечивает стабилизацию и

демпфирование ракеты по крену. Чтобы функционирование подсистемы стабилизации ракеты по крену было более эффективным, канал крена может дополняться автоматом устойчивости.

## 7.3. Демпферы, автоматы устойчивости и устройства стабилизации углового положения самолетов и ракет

**1. Демпферы.** Принцип действия и схема демпфера в любом канале управления самолетом обычно одинаковые. Демпфирование управляемых ракет производится, по-существу, так же, как и самолетов. Разница состоит лишь в том, что демпфирующие сигналы на ракете суммируются алгебраически с сигналами автоматической подсистемы сигналов траекторного управления. В последующем сравнительно детально рассматривается лишь самолетный демпфер для канала продольного движения при условии, что самолетом управляет летчик. Кроме того, отмечаются основные особенности демпферов в каналах крена и рыскания.

Структурная схема демпфера для канала продольного движения показана на рис. 7.3. Механизм раздвижной тяги (рулевая ма-

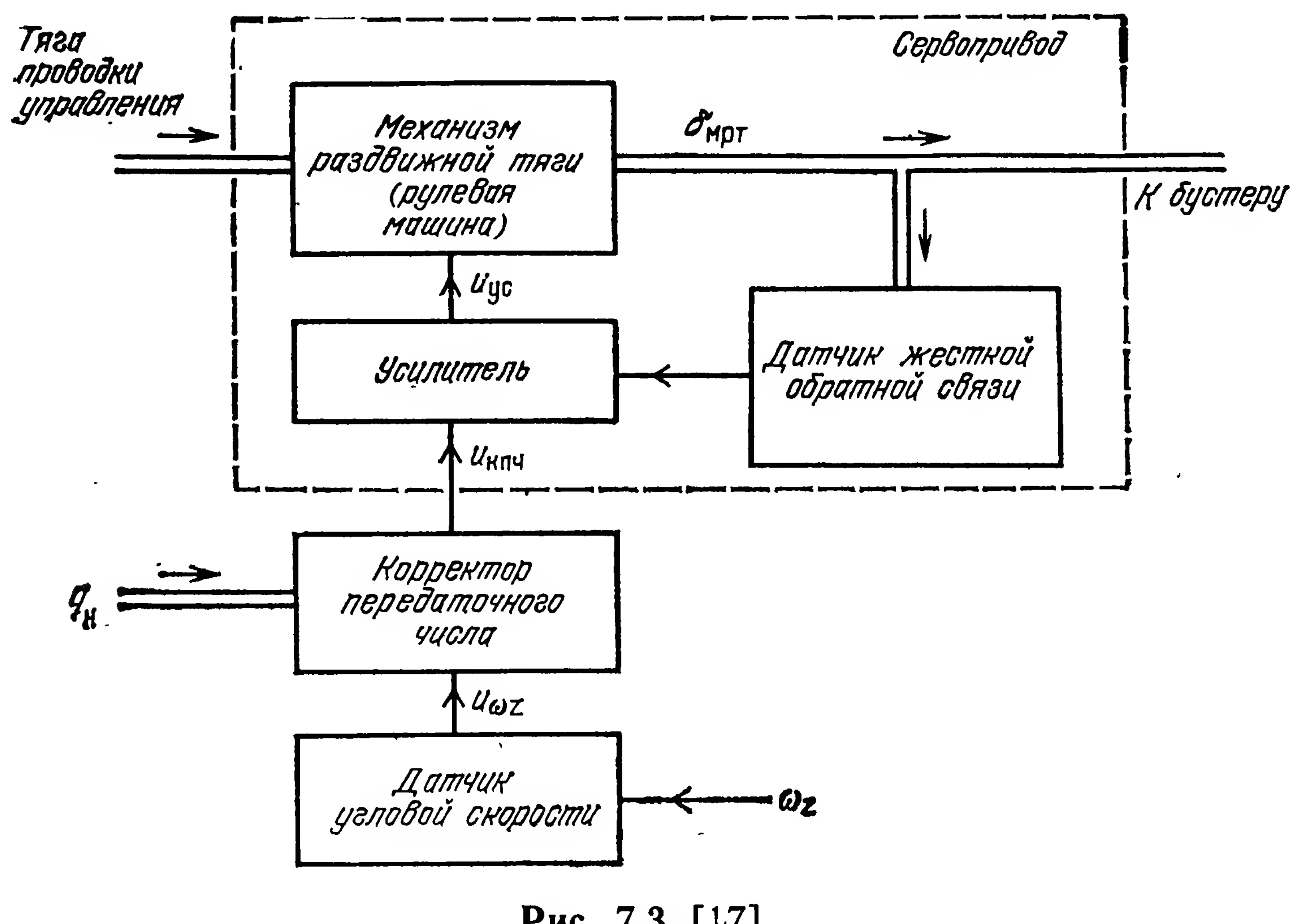



Рис. 7.3 [17]

шина), называемый также рулевым агрегатом управления, представляет собой исполнительный механизм, перемещение которого $\delta_{мрт}$ определяется алгебраической суммой двух перемещений. Одно из них осуществляется летчиком посредством тяги проводки управления, а другое происходит под действием сигнала усилителя. Выходной сигнал $u_{ус}$ усилителя в силу наличия датчика жесткой обратной связи практически пропорционален сигналу $u_{кпч}$, который вырабатывается корректором передаточного числа, связанным с

датчиком угловой скорости (ДУС). Последний преобразует угловую скорость $\omega_z$ вращения самолета вокруг его поперечной оси $OZ$ в электрическое напряжение $u_{\omega z}$. С помощью корректора передаточного числа величина $u_{\omega z}$ меняется в зависимости от скоростного напора $q_н$ (а иногда одновременно и скоростного напора, и высоты), что связано с изменением характеристик устойчивости самолета при изменении режимов его полета. Из сказанного вытекает пропорциональная зависимость $u_{ус}$ и $\omega_z$ при фиксированном значении $q_н$.

Перемещение механизма раздвижной тяги передается через бустер на руль высоты (или стабилизатор). Поскольку отклонение $\delta_{рв}$ руля высоты (или стабилизатора), обусловленное сигналом $u_{ус}$, пропорционально $\omega_z$, за счет угловой скорости $\omega_z$ создается момент демпфирования угловых движений самолета по тангажу.

Система демпфер — самолет образует следящую систему, которая может быть проанализирована известными методами теории автоматического управления. Если полагать, что демпфер является практически безынерционным устройством по сравнению с самолетом, рассматриваемым как объект управления в плоскости тангажа и характеризуемым уравнениями (1.3.4), (1.3.15) и (1.3.16), то с учетом рис. 7.3 можно найти показанную на рис. 7.4

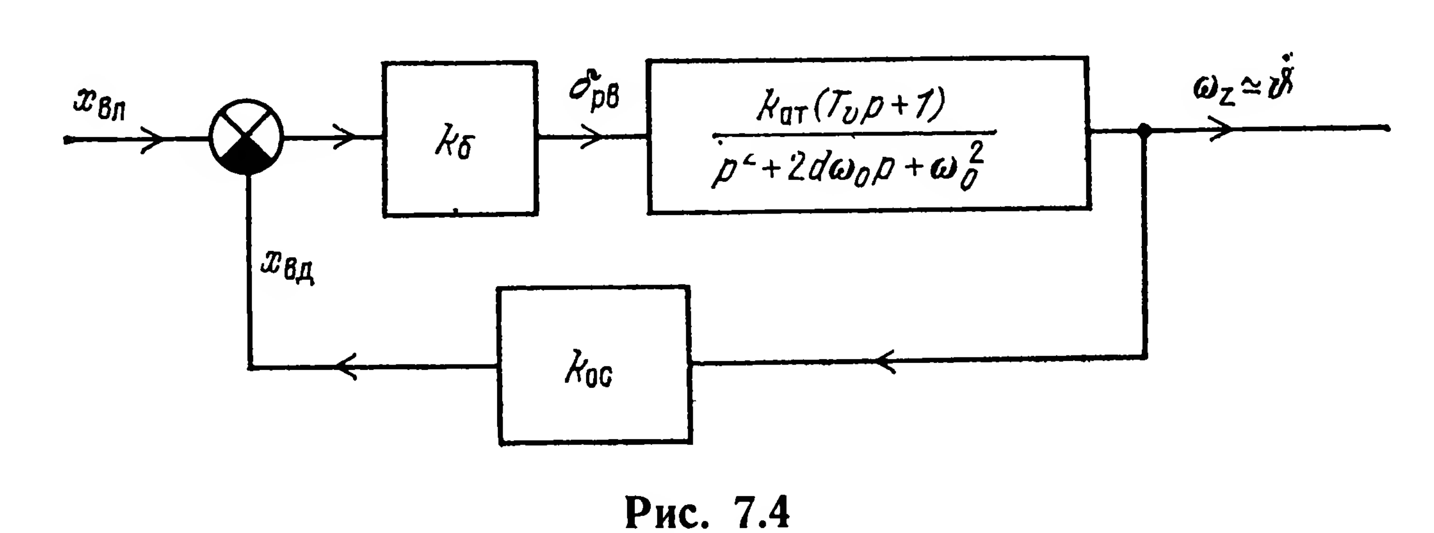



Рис. 7.4

динамическую структурную схему контура демпфирования движений самолета по тангажу. Этот контур называют также контуром угловой скорости. На рис. 7.4 введены следующие обозначения: $x_{вл}$ — перемещение золотника бустера при отклонении ручки управления летчиком, $k_б$ — коэффициент передачи бустера, $\delta_{рв}$ — отклонение руля высоты (или стабилизатор), $k_{ат}=a_\delta/T_v$, $k_{ос}$ — коэффициент обратной связи, равный произведению коэффициентов передачи $k_{дус}$, $k_{кпч}$ и $k_{сп}$ датчика угловой скорости (ДУС), корректора передаточного числа и сервопривода соответственно в канале демпфера; причем в состав сервопривода включены усилитель, механизм раздвижной тяги и датчик жесткой обратной связи (рис. 7.3). Приближенное равенство $\omega_z \approx \dot{\vartheta}$ при измерении $\omega_z$ гиродатчиком угловой скорости выполняется при полете, близком к горизонтальному.

Если вместо $x_{вл}$ и $x_{вд}$ рассматривать отклонения руля высоты летчиком $\delta_{вл}=k_б x_{вл}$ и демпфером $\delta_{вд}=k_б x_{вд}$, то на основе рис. 7.4

получается схема, показанная на рис. 7.5. Из этой схемы, где $k_{\omega z} = k_б k_{oc}$, следует, что

$$\omega_z = \frac{k_{ат}(T_v p + 1)}{p^2 + 2 d_д \omega_{0д} p + \omega^2_{0д}} \delta_{вл}. \tag{7.3.1}$$

Здесь

$$\omega_{0д} = \omega_0 (1 + k_{\omega z} k_{ат}/\omega^2_0)^{0,5} \tag{7.3.2}$$

— частота продольного короткопериодического движения самолета (собственная частота колебаний угла атаки) при наличии демпфера;

$$d_д = \frac{1}{(1 + k_{\omega z} k_{ат}/\omega^2_0)^{0,5}} (d + k_{\omega z} k_{ат} T_v / 2\omega_c) \tag{7.3.3}$$

— относительный коэффициент затухания колебаний угла атаки при наличии демпфера, называемый также относительным коэффициентом затухания продольного движения самолета.

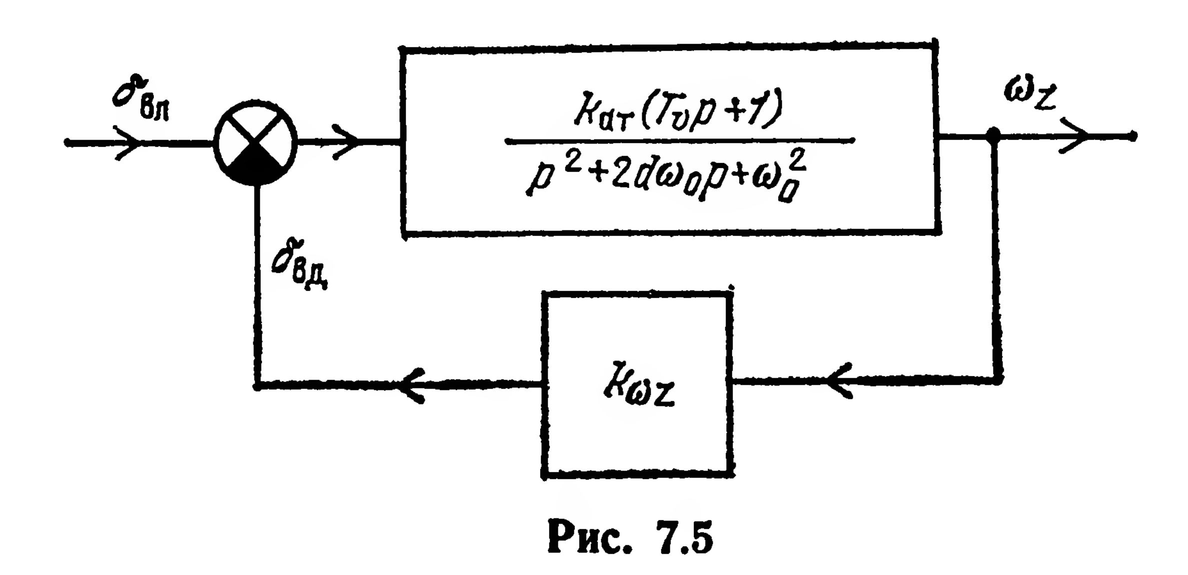



Рис. 7.5

Формулы (7.3.1) — (7.3.3) при $\omega^2_0 > 0$, что свойственно статически устойчивому самолету, позволяют сделать следующие основные выводы:

структура самолета, рассматриваемого в качестве динамической системы со входом $\delta_{вл}$ и выходом $\omega_z$, остается такой же, как и при отсутствии демпфера;

коэффициент $d_д$ и частота $\omega_{0д}$ больше, чем коэффициент $d$ и частота $\omega_0$, которые имеются у самолета без демпфера;

коэффициент передачи $k_п = k_{ат}/\omega^2_{0д}$, определяемый соотношением (7.3.1) при $p=0$, меньше, чем коэффициент передачи самолета $k_{ат}/\omega^2_0$ при отсутствии демпфера.

Возрастание $d_д$ и $\omega_{0д}$ по сравнению с $d$ и $\omega_0$ улучшает динамические характеристики управляемости и устойчивости самолета. Это объясняется тем, что самолет при наличии демпфера быстрее реагирует на отклонение ручки управления, а его угловые колебания по тангажу эффективно гасятся. Выбором коэффициента $k_{oc}$ значения $d_д$ и $\omega_{0д}$ можно сделать близкими к оптимальным. Увеличение относительного коэффициента затухания короткопериодического продольного движения самолета за счет демпфера положительно влияет на поведение самолета и в неспокойной атмосфере.

Уменьшение коэффициента $k_п$ приводит к снижению установившегося значения угловой скорости $\omega_z$ на единицу отклонения ручки управления, что ухудшает управляемость самолета: при необходимости выполнять энергичный маневр летчик при работе демпфера должен существенно больше отклонять ручку управления, чем при его отсутствии. Однако повышение коэффициента затухания и частоты короткопериодического движения самолета демпфером гораздо существеннее его недостатка, связанного с увеличением «расхода» ручки управления. Часто, однако, желательно устранить этот недостаток, для чего к выходному сигналу датчика угловой скорости (рис. 7.3) алгебраически добавляют сигнал $x_{ус}$, пропорциональный приложенному к ручке управления усилию и обеспечивающий отклонение руля высоты дополнительно к механическому перемещению его от ручки управления. Обычно сигнал $x_{ус}$ вводится так, чтобы компенсировалось только установившееся значение $u_{\omega z у}$ выходного сигнала ДУС $u_{\omega z}$ и практически не искажалась его переменная составляющая, которая отображает отклонения угловой скорости $\omega_z$ от ее установившегося значения $\omega_{zу}$. Когда $x_{вл}=0$, выполняется равенство $x_{ус}=0$, и демпфер препятствует возникновению как постоянной, так и переменной составляющих скорости $\omega_z$.

Вместо сигнала $x_{ус}$ можно использовать размещаемый между ДУС и корректором передаточного числа фильтр с передаточной функцией $W_ф(p)=Tp/(Tp+1)$, где $T$ — постоянная времени фильтра.

Такой фильтр не пропускает постоянную составляющую входного сигнала и тем самым не изменяет коэффициент передачи от ручки управления (РУ) к установившемуся значению скорости $\omega_z$. Если самолет статически неустойчивый, чему соответствует неравенство $\omega^2_0<0$, то, как следует из (7.3.2), включение демпфера позволяет получить $\omega^2_{0д}>0$ и сделать устойчивой систему самолет — демпфер.

Анализ канала рыскания самолета с учетом демпфера показывает, что при малых углах крена получаются те же качественные результаты, что и в канале тангажа. Основное различие этих двух каналов состоит лишь в том, что обычно относительный коэффициент затухания бокового движения самолета меньше, чем одноименный коэффициент для продольного движения. В силу этого демпфер в канале рыскания должен вносить большее искусственное затухание по сравнению с демпфером в канале тангажа.

Демпфер в канале крена влияет на динамические свойства самолета как объекта управления по-иному, чем в каналах тангажа и рыскания. Действительно, исходя из того, что демпфер в канале крена построен в соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 7.3, и принимая во внимание уравнение (1.3.23), можно найти представленную на рис. 7.6 динамическую структурную схему контура демпфирования движений самолета по крену. При получении этой схемы все элементы демпфера предполагались безынерционными. На рис. 7.6 введены следующие обозна-

чения: $\delta_{эл}$ и $\delta_{эд}$ — отклонения элеронов летчиком и демпфером соответственно, $k_{\omega x}$ — коэффициент, характеризующий величину $\delta_{эд}$ при единичном значении угловой скорости $\omega_x$ и зависящий от коэффициентов передачи бустера и всех элементов демпфера в канале крена.

Из схемы, изображенной на рис. 7.6, следует, что

$$\omega_x = \frac{k_{\gamma д}}{T_{\gamma д}\, p + 1}\, \delta_{эл}. \tag{7.3.4}$$

Здесь

$$k_{\gamma д} = k_\gamma/(1 + k_\gamma k_{\omega x}) \tag{7.3.5}$$

и

$$T_{\gamma д} = T_\gamma/(1 + k_\gamma k_{\omega x}) \tag{7.3.6}$$

характеризуют коэффициент передачи и постоянную времени угловой скорости крена для системы самолет — демпфер в канале крена, динамические свойства которой определяются параметрами инерционного звена.

Формулы (7.3.5) и (7.3.6) показывают уменьшение коэффициента передачи $k_{\gamma д}$ и постоянной времени $T_{\gamma д}$; при этом снижение $k_{\gamma д}$ эквивалентно увеличению «расхода» ручки управления. Следует подчеркнуть, что благодаря выполнению неравенства $T_{\gamma д} < T_\gamma$ делается более быстрой реакция самолета на отклонение элеронов. В этом состоит основное достоинство демпфера в канале крена. Чтобы снизить недостаток такого демпфера, связанный со снижением передаточного отношения от перемещения ручки управления в боковом направлении к угловой скорости крена, используют такие же устройства, что и в каналах тангажа самолетов.

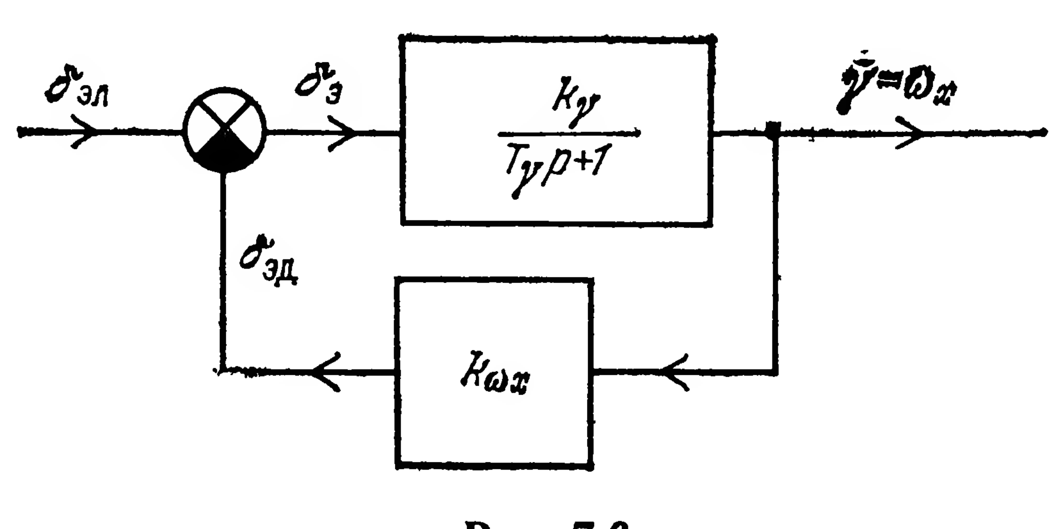


Рис. 7.6

Рассмотренные выше демпферы следует считать идеальными. В реальных условиях все основные элементы демпфера являются инерционными и содержат нелинейные преобразователи. Кроме того, в состав реальных демпферов входят электромеханические реле, которые вносят «чистое» запаздывание в прохождение сигналов. Поэтому при создании демпферов обычно встает достаточно серьезная задача по обеспечению высокого быстродействия их. Один из путей решения данной задачи состоит в применении электрогидравлического или электропневматического сервопривода. Заметное улучшение характеристик демпфирования получается при использовании в демпфере не только сигнала угловой скорости, но и сигнала углового ускорения самолета.

**2. Автоматы устойчивости.** Сигналы перегрузок, необходимые для функционирования автоматов устойчивости в каналах тангажа

и рыскания самолета, называемых также каналами продольной и путевой устойчивости соответственно, получаются, как уже отмечалось, с помощью датчиков линейных ускорений (ДЛУ). При этом ДЛУ для автомата продольной устойчивости самолета ориентируется по его нормальной оси, а ДЛУ для автомата путевой устойчивости — по поперечной оси. Датчики линейных ускорений в системах управления крестокрылых ракет располагаются во взаимно перпендикулярных плоскостях траекторного управления этими объектами.

Принципы построения автоматов устойчивости для различных типов самолетов и разных каналов управления ими, а также способы ввода сигналов перегрузок в системах управления ракетами практически одинаковые. Поэтому в последующем будем рассматривать лишь автомат продольной устойчивости пилотируемого самолета. Упрощенная структурная схема такого автомата показана на рис. 7.7. Сервопривод и корректор передаточного числа здесь играют ту же роль, что и в автоматическом демпфере (рис. 7.3). С помощью корректирующего устройства обеспечивается необходимый запас устойчивости в системе автомат продольной устойчивости — самолет.

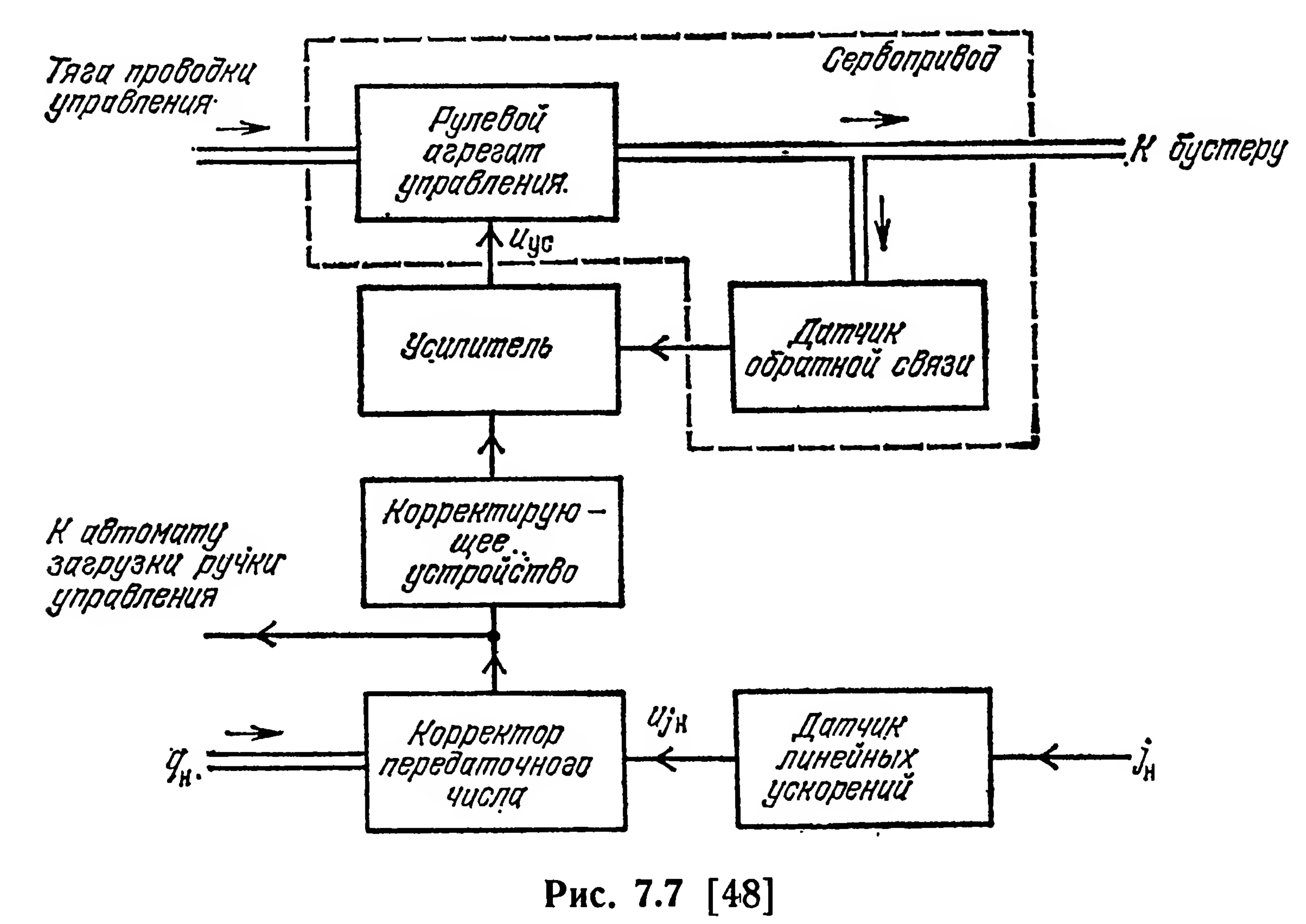



Рис. 7.7 [48]

Принцип действия автомата продольной устойчивости состоит в том, что под действием напряжения $u_{jн}$, формируемого датчиком линейных ускорений и изменяемого корректором передаточного числа в зависимости от скоростного напора $q_н$ и высоты полета самолета, осуществляется перемещение рулевого агрегата управления, связанного с бустером. Последний отклоняет руль высоты или стабилизатор самолета. Благодаря действию автомата устойчивости обеспечивается устойчивость даже статически неустойчивого самолета. Чтобы убедиться в этом, достаточно проанализировать

динамическую структурную схему, получаемую на основе рис. 7.7 и уравнения (1.3.18), которое запишем в виде

$$j_{н}=\frac{k_{vc}\,v\,\omega^2_0}{p^2+2\,d\,\omega_0\,p+\omega^2_0}\,\delta_{рв}. \qquad (7.3.7)$$

Здесь $k_{vc}=a_\delta/T_v\omega^2_0$ — коэффициент передачи самолета по скорости, рассматриваемого в качестве динамической системы; $\delta_{рв}$ — отклонение руля высоты (или стабилизатора) самолета; $v$ — воздушная скорость самолета.

Если бустер и автомат устойчивости считать безынерционными линейными устройствами с коэффициентами передачи $k_б$ и $k_{ос}$ соответственно, то рис. 7.7 и уравнению (7.3.7) будет соответствовать динамическая структурная схема, показанная на рис. 7.8. Символами $x_{вл}$ и $x_{ва}$ обозначены на рис. 7.8 перемещения золотника бустера летчиком и автоматом устойчивости соответственно.

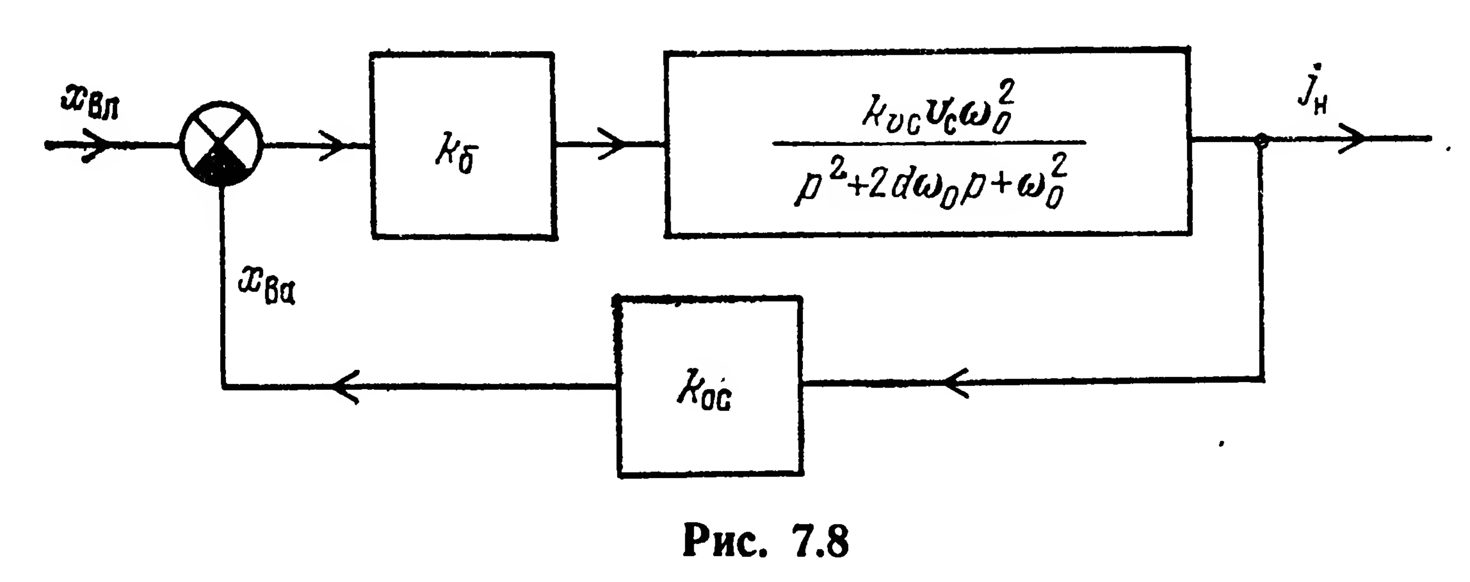



**Рис. 7.8**

Учитывая, что произведениями $\delta_{вл}=k_б x_{вл}$ и $\delta_{ва}=k_б x_{ва}$ характеризуются отклонения руля высоты летчиком и автоматом устойчивости, на основании рис. 7.8 найдем, что

$$j_{н}=\frac{k_{vc}\,v_c\,\omega^2_0}{p^2+2\,d_а\,\omega_{0а}\,p+\omega^2_{0а}}\,\delta_{вл}. \qquad (7.3.8)$$

Здесь

$$\omega_{0а}=\omega_0\,(1+k_{jн}k_{vc}\,v_c)^{0,5}, \qquad (7.3.9)$$

$$d_а=d\,\frac{\omega_0}{\omega_{0а}}, \qquad (7.3.10)$$

где $k_{jн}=k_б k_{ос}$, характеризуют угловую частоту короткопериодических колебаний и относительный коэффициент (декремент) затухания продольного движения самолета при наличии автомата устойчивости.

Как следует из соотношений (7.3.8)—(7.3.10), благодаря автомату устойчивости достигается:

обеспечение устойчивости статически неустойчивого самолета, для которого $\omega^2_0<0$; при этом система самолет—автомат устойчивости будет устойчивой, если $|k_{jн}k_{vc}v_c|>1$ и $k_{jн}k_{vc}v_c\omega^2_0>0$;

возрастание в $(1+k_{jн}k_{vc}v_c)^{0,5}$ раз частоты короткопериодических колебаний статически устойчивого самолета;

уменьшение декремента затухания $d_а$ по сравнению с $d$;

сужение диапазона изменений коэффициента передачи $k_{пер} = \frac{k_{vc} v_c}{1 + k_{jн} k_{vc} v_c}$ по перегрузке для статически устойчивого самолета, поскольку в данном случае $k_{ос} > 0$ и $k_{vc} v_c > 0$.

Снижение $d$ автоматом устойчивости приводит к уменьшению инерционности самолета, а следовательно, к улучшению его управляемости. Одновременно увеличивается колебательность переходного процесса. Нередко уменьшение $d$ представляет нежелательное явление. Для увеличения $d$ необходимо корректирующее устройство с передаточной функцией $W_{ку}(p) = 1 + T_{ку} p$, соответствующей идеальному форсирующему звену.

Несмотря на увеличение форсирующим звеном шумов, действующих на автомат устойчивости за счет вибраций и аэроупругих колебаний самолета, такое звено на практике оказывается необходимым. Это объясняется тем, что все составные части автомата устойчивости имеют ограниченные полосы пропускания, вследствие чего снижается запас его устойчивости.

Вместо дифференцирования корректирующим устройством сигнала, вырабатываемого ДЛУ, можно получить необходимые характеристики затухания переходных процессов при совмещении автоматического демпфера и автомата устойчивости. Динамическая структурная схема такого совмещенного устройства совместно с линеаризованной математической моделью самолета для канала продольного движения представлена на рис. 7.9. Эта схема

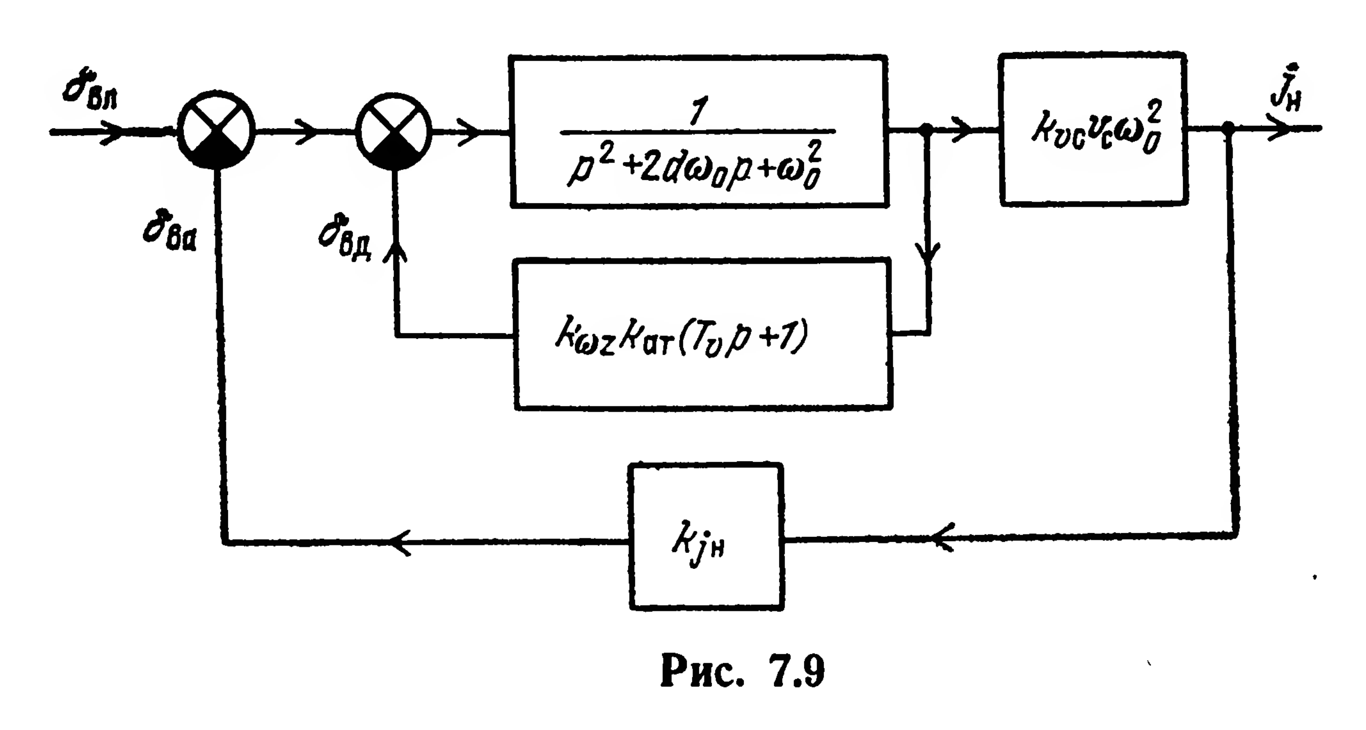



**Рис. 7.9**

получена на основании рис. 7.5 и 7.8 при учете, что в схеме на рис. 7.8 введены следующие обозначения: $\delta_{вл} = k_б x_{вл}$ и $\delta_{ва} = k_б x_{ва}$.

Из анализа схемы, изображенной на рис. 7.9, следует

$$\dot{j}_н = \frac{k_{vc} v_c \omega_0^2 \delta_{вл}}{p^2 + 2d_1 \omega_{0а} p + \omega_{0а}^2}. \qquad (7.3.11)$$

Здесь

$$\omega_{0а} = \omega_0 \left( 1 + \frac{1}{\omega_0^2} k_{ат} k_{\omega z} + k_{vc} v_c k_{jн} \right)^{0,5}, \qquad (7.3.12)$$

$$d_1 = d \frac{\omega_0}{\omega_{0a}} + \frac{k_{ат} k_{\omega z} T_v}{2 \omega_{0а}}. \qquad (7.3.13)$$

Из формул (7.3.11) — (7.3.13) видно, что совместное использование безынерционных автоматического демпфера и автомата продольной устойчивости не изменяет вид передаточной функции самолета, посредством которой связываются между собой $j_н$ и $\delta_{вл}$. Вместо с тем за счет совместного действия этих автоматических устройств расширяются возможности изменения $\omega_{0а}$ и $d_1$ по отношению к $\omega_0$ и $d$; причем и $\omega_{0а}$ и $d_1$ всегда могут быть сделаны больше $\omega_0$ и $d$ соответственно.

Наличие инерционных элементов в реальных автоматах устойчивости требует использовать быстродействующие сервоприводы, которые, однако, вызывают повышенные обратные воздействия на ручку и педаль управления. Для компенсации их используются автоматы загрузки, связанные с автоматами устойчивости [48].

**3. Устройства стабилизации углового положения ракет и пилотируемых самолетов.** а) Общие сведения об устройствах стабилизации. Благодаря автоматической стабилизации углового положения пилотируемых самолетов в пространстве облегчается работа летчика на установившихся режимах полета (он только время от времени вносит поправки в заданные значения курса и угла тангажа), повышается точность бомбометания и сброса на землю различных грузов, улучшаются условия функционирования подсистем траекторного управления (так как для них устройства стабилизации являются как бы корректирующими цепями), а также специального самолетного оборудования, к которому относятся, в частности, бортовые РЛС и аппаратура аэрофотографирования.

Стабилизация углового положения ракет осуществляется главным образом для повышения точности наведения на цели, а также для согласования плоскостей поляризации антенных систем передатчиков подсвета целей и радиолокационных головок самонаведения, что необходимо при полуактивном самонаведении.

Современные пилотируемые самолеты и крылатые ракеты с плоскостной аэродинамической симметрией, системы управления которых обеспечивают координированный разворот, стабилизируются по углам тангажа $\vartheta$, крена $\gamma$ и скольжения $\beta$. При этом текущие величины углов $\vartheta$ и $\gamma$ поддерживаются в процессе стабилизации равными заданным (стабилизируемым) значениям $\vartheta_{ст}$ и $\gamma_{ст}$ этих углов, а стабилизируемое значение угла скольжения равно нулю.

Все три канала угловой стабилизации ракет и пилотируемых самолетов с плоскостной аэродинамической симметрией при реализации координированного разворота оказываются взаимосвязанными. Действительно, при необходимости изменить курс самолета осуществляется воздействие на его элероны для создания крена. Одновременно изменяется положение рулей направления и высоты (или стабилизатора), чтобы устранить скольжение и предотвратить уменьшение высоты полета самолета. Однако связь между отдельными каналами угловой стабилизации часто оказывается

несущественной и их рассматривают обычно изолированно друг от друга.

На ракетах с осевой аэродинамической симметрией нередко используется лишь устройство стабилизации для канала крена. Вместе с тем известны подобные ракеты, содержащие трехканальные устройства угловой стабилизации: один канал предназначается для стабилизации ракеты по крену, а два других стабилизируют угловые положения ее продольной оси в тех плоскостях, в которых производится траекторное управление.

Принцип действия автоматического устройства стабилизации углового положения самолета или ракеты основан на создании управляющего момента благодаря отклонению соответствующего органа управления ЛА. Этот орган управления отклоняется так, чтобы заданное и текущее значения стабилизируемого угла равнялись друг другу. В связи с тем, что современные самолеты и управляемые ракеты не обладают, как правило, достаточным собственным демпфированием, в режиме стабилизации осуществляется одновременное функционирование устройств стабилизации углового положения и автоматических демпферов. Напомним, что ту часть САУ, которая обеспечивает стабилизацию углового положения и демпфирование короткопериодических колебаний самолета, обычно называют автопилотом. Если рассматривать канал продольного движения, то, как следует из рис. 7.1, к автопилоту следует отнести подсистему сигналов стабилизации угла тангажа, силовой контур и демпфер, содержащийся в подсистеме сигналов повышения устойчивости.

б) *Автоматическая стабилизация угла тангажа.* В первом приближении автопилот можно считать безынерционным устройством по отношению к стабилизируемому объекту. При этом условии угол отклонения $\delta_{рв}$ руля высоты или стабилизатора управляемого объекта (УО) характеризуется алгебраическим уравнением, отображающим зависимость $\delta_{рв}$ от измеряемых фазовых координат УО и именуемым законом управления углом тангажа.

Чтобы контур стабилизации угла тангажа вместе с автоматическим демпфером, о котором в дальнейшем не будут делаться специальные оговорки, был астатическим (в том числе и относительно внешних помех), используется закон управления [48]

$$\delta_{рв} = k_{в\vartheta}(\vartheta_{ст} - \vartheta) + \frac{k_{ви}}{p}(\vartheta_{ст} - \vartheta) - k_{\omega z}\omega_z. \quad (7.3.14)$$

Здесь $k_{в\vartheta}$, $k_{ви}$ и $k_{\omega z}$ — коэффициенты передачи автопилота по сигналам $(\vartheta_{ст} - \vartheta)$, $(\vartheta_{ст} - \vartheta)/p$ и $\omega_z$ соответственно. При таком законе управления, который, как говорят, характерен для автопилота с жесткой обратной связью при использовании в нем дополнительно сигнала $k_{ви}(\vartheta_{ст} - \vartheta)/p$, получается динамическая структурная схема контура стабилизации угла тангажа, показанная на рис. 7.10. На основании этой схемы можно найти, что

$$\vartheta = \frac{k_{ат}(k_{\vartheta} p + k_{ви})(T_v p + 1)\vartheta_{ст} + k_{ат}(T_v p + 1) p\, \delta_{вп}}{W_{\vartheta}(p)}. \qquad (7.3.15)$$

Здесь

$$W_{\vartheta}(p) = p^4 + 2d\,\omega_{0д} p^3 + (\omega^2_{0д} + k_{ат} k_{в\vartheta} T_v) p^2 + $$
$$+ (k_{ат} k_{ви} T_v + k_{в\vartheta} k_{ат}) p + k_{ат} k_{ви}.$$

Анализ формулы (7.3.15) показывает существование равенства $\vartheta = \vartheta_{ст}$ в установившемся режиме, если $\vartheta_{ст} = \text{const}$ и $\delta_{вн} = \text{const}$, где $\delta_{вп}$ — отклонение руля высоты, обусловливаемое внешними помехами, которые действуют на УО. Нужно также отметить наличие перерегулирования при законе управления (7.3.14) по сравнению с тем, что получается, если $k_{ви} = 0$. Соответствующим выбором коэффициентов передачи автопилота перерегулирование может быть сделано незначительным.

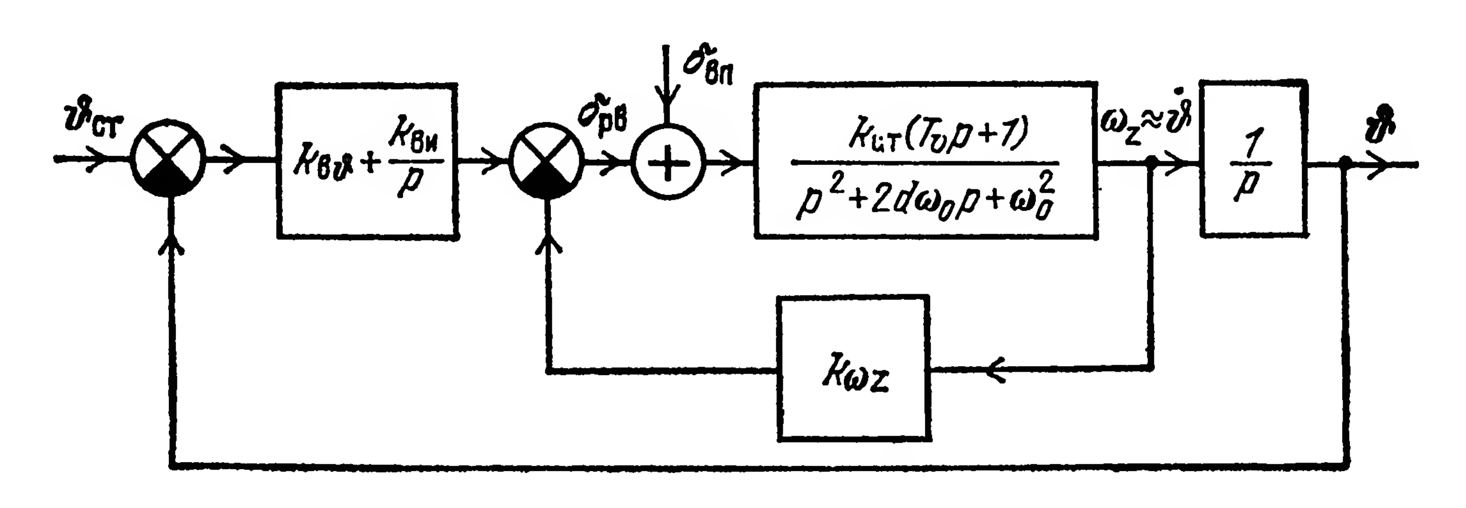



Рис. 7.10

При безынерционном автопилоте со скоростной обратной связью и учете автоматического демпфера в канале тангажа используется следующий закон управления:

$$\delta_{рв} = k_{в\vartheta}(\vartheta_{ст} - \vartheta) - k_{\omega z}\omega_z - k_{\dot{\omega} z}\dot{\omega}_z, \qquad (7.3.16)$$

где $k_{\omega z}\omega_z$ и $k_{\dot{\omega} z}\dot{\omega}_z$ характеризуют сигналы демпфирования и скоростной обратной связи соответственно.

Если (7.3.16) проинтегрировать по времени при начальных условиях $\delta_{рв}(0) = 0$, $(0) = \vartheta_{ст}$ и $\dot{\vartheta}(0) = 0$, типичных для режима стабилизации угла тангажа, то получим закон управления (7.3.14) при замене в нем $k_{в\vartheta}$ и $k_{ви}$ на $k_{\omega z}$ и $k_{в\vartheta}$ соответственно. Это означает эквивалентность по структуре автопилота со скоростной обратной связью и автопилота с жесткой обратной связью при использовании в нем дополнительно сигнала, пропорционального интегралу от разности $\vartheta_{ст} - \vartheta$ по времени. Динамические характеристики таких автопилотов качественно также одинаковые, но количественно могут различаться.

Автопилот с изодромной обратной связью обеспечивает закон управления рулем высоты или стабилизатором [48]

$$\delta_{рв} = \frac{T_{ос} p + 1}{T_{ос} p} [k_{в\vartheta}(\vartheta_{ст} - \vartheta) - k_{\omega z}\omega_z]. \qquad (7.3.17)$$

Преобразуя (7.3.17) с учетом того, что в момент начала режима стабилизации $\vartheta(0)=\vartheta_{\text{ст}}$ и что $\omega_z \simeq \dot{\vartheta}$, получим

$$\delta_{\text{рв}} = k_{\text{в}\vartheta 1}(\vartheta_{\text{ст}} - \vartheta) + \frac{k_{\text{ви1}}}{p}(\vartheta_{\text{ст}} - \vartheta) - k_{\omega z}\omega_z. \quad (7.3.18)$$

Здесь $k_{\text{в}\vartheta 1} = k_{\text{в}\vartheta} + k_{\omega z}/T_{\text{ос}}$ и $k_{\text{ви1}} = k_{\text{в}\vartheta}/T_{\text{ос}}$. Сравнение (7.3.18) и (7.3.14) показывает, что структура контуров стабилизации угла тангажа автопилотами как с изодромной, так и с жесткой обратной связью при дополнительном использовании в нем сигнала $k_{\text{ви}}p^{-1}(\vartheta_{\text{ст}} - \vartheta)$ одинаковая. Однако коэффициенты передачи $k_{\text{в}\vartheta 1}$ и $k_{\text{ви1}}$ автопилота по сигналу ошибки $\vartheta_{\text{ст}} - \vartheta$ и интеграла от него по времени различные, если в обоих типах автопилотов применяются идентичные измерители углов тангажа.

В общем случае, когда не предусматриваются начальные условия $\delta_{\text{рв}}(0)=0$, $\vartheta(0)=\vartheta_{\text{ст}}$ и $\dot{\vartheta}(0)=0$, автопилот с изодромной обратной связью в канале тангажа сочетает свойства автопилотов с жесткой и скоростной обратными связями в том же канале угловой стабилизации управляемого объекта. Этот вывод вытекает, в частности, из того, что отношение

$W_{\text{к}}(\mathrm{j}\omega) = \dfrac{1+\mathrm{j}T_{\text{ос}}\omega}{\mathrm{j}T_{\text{ос}}\omega}$ при очень быстром изменении $\delta_{\text{рв}}$ практически равно единице, а при малых значениях $\omega$ получается $W_{\text{к}}(\mathrm{j}\omega) \approx 1/\mathrm{j}T_{\text{ос}}\omega$. Но равенства $W_{\text{к}}(\mathrm{j}\omega)=1$ и $W_{\text{к}}(\mathrm{j}\omega)=1/\mathrm{j}T_{\text{ос}}\omega$ соответствуют законам управления автопилотов с жесткой и скоростной обратными связями.

Контур стабилизации угла тангажа взаимодействует с контуром траекторного управления продольным движением летательного аппарата. В силу этого стремятся к обеспечению наилучшего качества управления самолетами и ракетами по углу тангажа (или углу атаки).

в) Автоматическая стабилизация угла крена. Устройство автоматической стабилизации угла крена взаимодействует с подсистемой траекторного управления боковым движением современных самолетов и ракет с плоскостной аэродинамической симметрией, осуществляющих обычно координированный разворот. Поэтому к качеству функционирования контура стабилизации угла крена предъявляются не менее жесткие требования, чем к контуру стабилизации угла тангажа.

Чтобы осуществить стабилизацию самолета либо ракеты по крену автоматически отклоняются элероны (или элевоны), благодаря чему сохраняется заданный для режима стабилизации угол крена $\gamma_{\text{ст}}$. Одновременно с устройством стабилизации функционирует обычно и автоматический демпфер.

Как и в канале тангажа, для стабилизации и демпфирования управляемого объекта по крену применяются автопилоты с жесткой, скоростной или изодромной обратной связью. Чтобы при же-

ской обратной связи безынерционный автопилот был астатическим, элероны (или элевоны) отклоняют по закону [48]

$$\delta_э = k_э(\gamma_{ст} - \gamma) - k_{\omega x}\omega_x + \frac{k_{\gamma и}}{p}(\gamma_{ст} - \gamma). \qquad (7.3.19)$$

Здесь $k_э$, $k_{\omega x}$ и $k_{\gamma и}$ — коэффициенты передачи автопилота по $\gamma_{ст} - \gamma$, $\omega_x = \dot{\gamma}$ и $\frac{1}{p}(\gamma_{ст} - \gamma)$ соответственно. Если учесть уравнения (1.3.23) и (7.3.19), то можно получить динамическую структурную схему контура стабилизации крена, показанную на рис. 7.11, где $\delta_{эп}$ — отклонение элеронов (элевонов), обусловленное помеховыми воздействиями на управляемый объект.

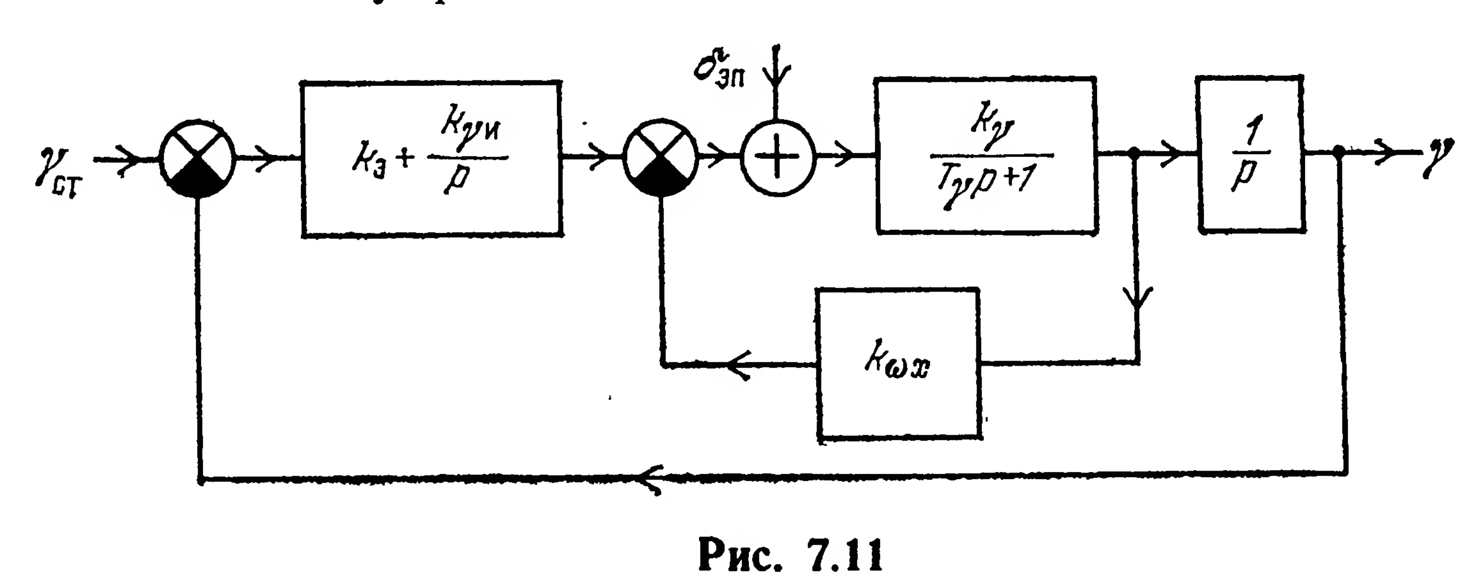



**Рис. 7.11**

Из этой схемы следует, что

$$\gamma = \frac{(\omega^2_{x1}p + k_{\gamma и}k_{\gamma 1})\gamma_{ст} + k_{\gamma 1}p\,\delta_{эп}}{p^3 + 2d_\gamma\omega_{x1}p^2 + \omega^2_{x1}p + k_{\gamma и}k_{\gamma 1}}. \qquad (7.3.20)$$

Здесь $\omega_{x1} = \sqrt{\frac{k_э k_\gamma}{T_\gamma}}$ и $d_\gamma = \frac{1 + k_\gamma k_{\omega x}}{2\sqrt{k_э k_\gamma T_\gamma}}$ характеризуют угловую частоту и декремент затухания УО с автопилотом соответственно, а $k_{\gamma 1} = k_\gamma / T_\gamma$.

Формула (7.3.20) подтверждает высказанное выше положение об астатизме контура стабилизации крена относительно $\delta_{эп}$. Технически астатические контуры стабилизации крена реализуются также с помощью автопилотов, обеспечивающих скоростную или изодромную обратную связь.

г) Автоматическая стабилизация в канале руля направления самолета. Обычно требуется, чтобы заданный (стабилизируемый) угол скольжения $\beta_{ст} = 0$. Контур, обеспечивающий угол $\beta_{ст} = 0$, будет астатическим, если руль направления перемещается по закону

$$\delta_н = -\frac{k_{ни}}{p}\beta - k_{\omega y}\omega_y, \qquad (7.3.21)$$

где $k_{ни}$ — коэффициент, характеризующий скорость $\dot{\delta}_н$ изменения $\delta_н$ при единичном значении угла $\beta$ и $\omega_y = 0$, а $k_{\omega y}$ — коэффициент передачи автоматического демпфера совместно с устройством привода руля направления.

Можно показать, что закон управления (7.3.21) приводит к получению структурно устойчивых контуров даже при неустойчивом управляемом объекте. Однако достаточное качество стабилизации нулевого значения угла скольжения возможно лишь при большом быстродействии всех элементов автопилота и устройства привода руля направления.

## 7.4. Подсистемы сигналов директорного и автоматического траекторного управления. Динамические структурные схемы контуров самонаведения

**1. Общие сведения.** Подсистемы сигналов директорного и автоматического траекторного управления, входящие в состав САУ современных пилотируемых самолетов, а также подсистемы сигналов траекторного управления ракетами представляют собой совокупность вычислителей и фильтров. Кроме того, такие подсистемы, находящиеся на пилотируемых самолетах, содержат усилители, устройства сопряжения с бортовой управляющей вычислительной машиной, индикаторными устройствами и с сумматором, на который поступают также сигналы стабилизации, демпфирования и повышения устойчивости (рис. 7.1). Подсистемы сигналов траекторного управления самонаводящимися ракетами, помимо вычислителей и фильтров, имеют усилители и устройства сопряжения этих подсистем с головками самонаведения и сумматорами, которые располагаются в СУР и выполняют те же функции, что и сумматоры САУ самолетов.

Усилителям всегда свойствен ограниченный диапазон линейной зависимости их выходных и входных сигналов. Необходимость учета максимально допустимого крена при заданной зоне линейного управления, ошибок и шумов измерителей, а также ряда других факторов требует размещать в САУ специальные усилители-ограничители. Из сказанного следует, что смотря по тому, каково отклонение самолета относительно опорной траектории, подсистема сигналов директорного и автоматического управления может работать в линейном либо нелинейном режиме.

Вычислители формируют сигналы рассогласования (ошибки наведения), используемые для отклонения органов управления. Эти сигналы индицируются командно-пилотажными приборами САУ и нередко, помимо того, на экранах систем единой индикации. При автоматическом управлении самолетом индикация сигналов рассогласования необходима для того, чтобы летчик мог контролировать качество функционирования подсистемы автоматического управления САУ.

Фильтры в существующих подсистемах сигналов директорного и автоматического траекторного управления снижают уровень флюктуационных шумов, сопровождающих полезные сигналы информационно-вычислительных подсистем. Если эти подсистемы яв-

ляются оптимальными, то они сами осуществляют необходимую фильтрацию шумов. На практике часто не удается создать оптимальные информационно-вычислительные подсистемы, вследствие чего оказываются нужными упомянутые выше фильтры.

Принципиально вычислители и фильтры подсистемы сигналов траекторного управления могут размещаться не в САУ, а в управляющей бортовой вычислительной машине (БВМ), которая входит в состав информационно-вычислительной подсистемы самолета. Однако отсутствие БВМ на некоторых типах самолетов, наличие на них части измерительной аппаратуры, не соединенной с БВМ, стремление сделать более надежными и гибкими системы управления самолетами, а также некоторые другие причины, обусловливаемые конкретно решаемыми задачами, приводят к потребности разрабатывать универсальные САУ, которые содержат собственные вычислители и фильтрующие устройства [14].

Состав вычислителей и фильтров в подсистемах сигналов директорного и автоматического управления, а также задачи, решаемые ими, существенно зависят от вида сигналов, вырабатываемых измерителями на борту самолета, уровня их шумов, типа опорной траектории самолета и т. д. Современные системы самонаведения чаще всего обеспечивают движение УО по нефиксированным опорным траекториям. Параметры таких траекторий заранее не фиксируются, а получаются в процессе самонаведения. Среди нефиксированных опорных траекторий наиболее широко известны траектории, соответствующие методам прямого наведения, наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи и пропорционального наведения.

В заключение напомним, что основная задача подсистемы сигналов директорного и автоматического управления самолетами и сигналов только автоматического управления ракетами состоит в формировании напряжений $u_{\text{тр}\varphi}$ и $u_{\text{тр}n}$, отображающих требуемый угол крена $\gamma_{\text{т}}$ и нормальную перегрузку $n_{ya\text{т}}$ для каналов бокового и продольного движений УО.

**2. Динамическая структурная схема контура самонаведения самолетов и ракет при методе прямого наведения.** При методе прямого наведения информационно-вычислительная подсистема вырабатывает напряжения $u_{\varphi\text{г}}$ и $u_{\varphi\text{в}}$, каждое из которых отображает бортовой пеленг цели в одной из двух взаимно перпендикулярных плоскостей, образуемых измерительной системой координат.

В качестве источников напряжений $u_{\varphi\text{г}}$ и $u_{\varphi\text{в}}$ при методе прямого наведения целесообразными нередко оказываются радиолокационные следящие угломерные устройства с позиционной коррекцией и индикаторной стабилизацией, т. е. комплексные измерители углов $\varphi_{\text{г}}$ и $\varphi_{\text{в}}$. Если иметь в виду такие устройства, то при учете рис. 6.9, кинематического уравнения (1.3.29), применяемого в автопилотах контура демпфирования, а также уравнений (1.3.4) и (1.3.15)—(1.3.17) можно получить показанную на рис. 7.12 динамическую структурную схему линейного контура самонаведения для канала продольного движения автоматически управляемого

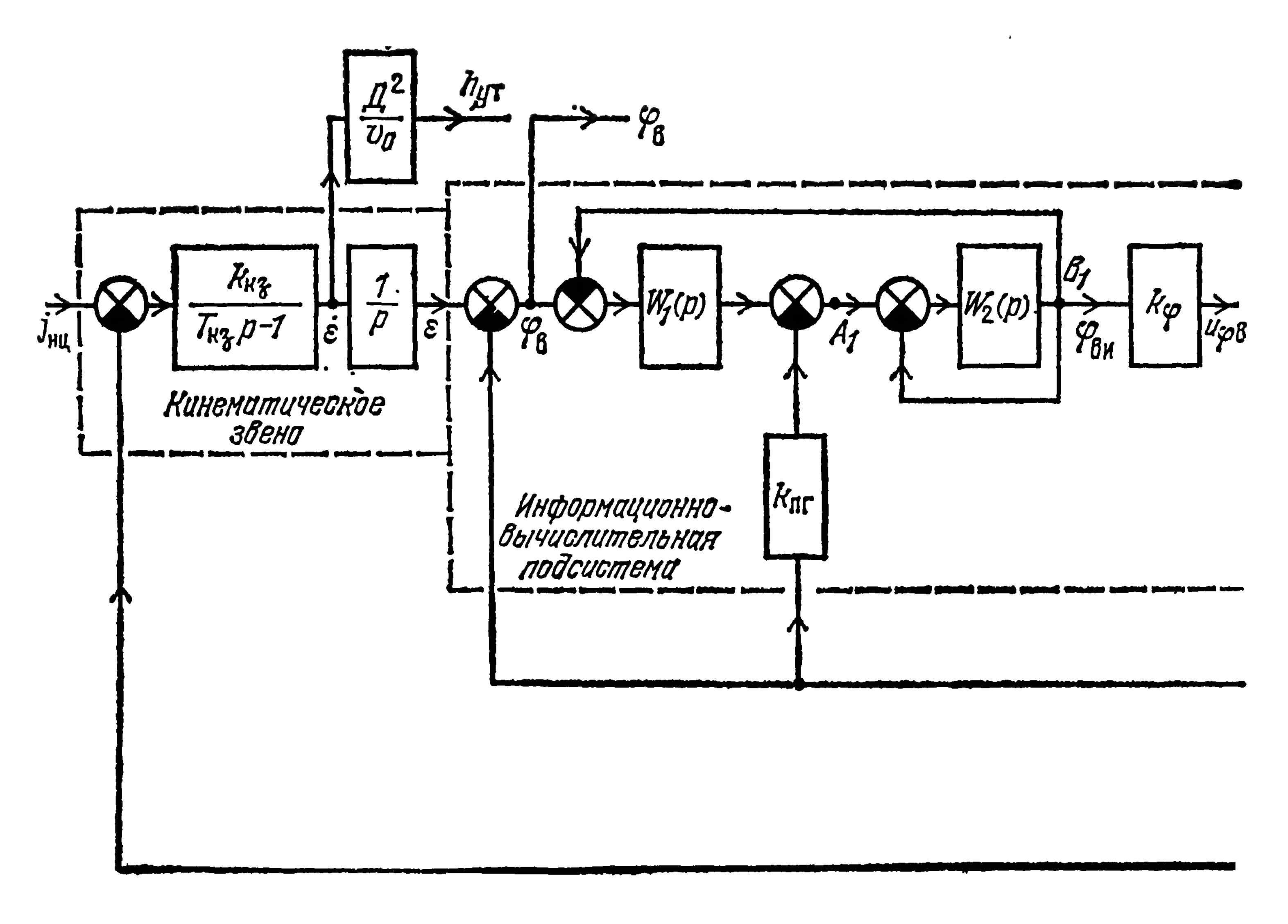


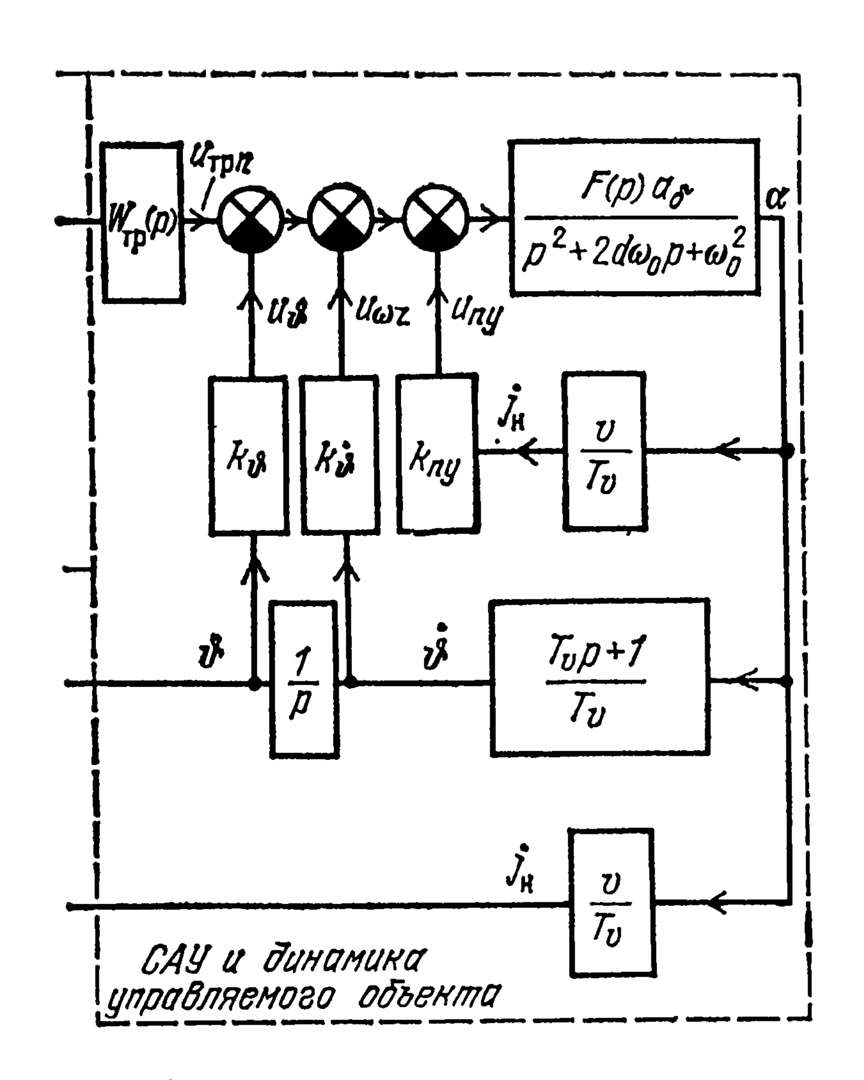

Рис. 7.12

объекта. Входным и выходным воздействиями этого контура являются нормальное ускорение $j_{нц}$ цели и определяемый уравнением (2.4.2) текущий промах $h_{yt}$ (при управлении ракетой) либо угол $\varphi_в$ (при управлении самолетом).

Передаточная функция $W_{тр}(p)$ на рис. 7.12 характеризует динамические свойства линейной подсистемы сигналов траекторного управления. Эта подсистема вырабатывает напряжение $u_{трп}$, которое отображает требуемую нормальную перегрузку $n_{yaт}$ управляемого объекта (УО). Безынерционным усилителем с коэффициентом передачи $k_{ny}$ формируется напряжение $u_{пу}$, характеризующее фактическую нормальную перегрузку $n_{ya}$ УО, а измеритель угловой скорости $\dot{\vartheta} \simeq \omega_z$, который считается безынерционным устройством с коэффициентом передачи $k_{\dot{\vartheta}}$, образует цепь обратной связи в контуре демпфирования. Наконец, через звено с коэффициентом передачи $k_{\dot{\vartheta}}$ замыкается контур стабилизации.

Если в информационно-вычислительной подсистеме используется некомплексный измеритель угла $\varphi_в$, то в схеме рис. 7.12 нужно положить $k_{пг}=0$, а также следует исключить контур стабилизации угломерного устройства, т. е. между точками $A_1$ и $B_1$ должно быть включено динамическое звено с коэффициентом передачи равным единице.

Характерная особенность структурной схемы на рис. 7.12, где, как и всюду дальше, передаточные функции звеньев записаны в символической форме, состоит в том, что контур траекторного управления с входным и выходным сигналами $j_{нц}$ и $h_{yt}$ (или $\varphi_в$) соответственно содержит последовательно соединенные квазистатическое и интегрирующее динамические звенья. В аппаратуре управления при условии, что подсистема сигналов траекторного уп-




равления с передаточной функцией $W_{тр}(p)$ не вычисляет производную по времени от сигнала рассогласования, отсутствует в явном виде дифференцирующее звено, которое обеспечивало бы структурную устойчивость контура самонаведения. Однако благодаря охвату УО отрицательной обратной связью по цепи, содержащей интегратор, контур самонаведения, показанный на рис. 7.12, оказывается структурно устойчивым.

Динамическая структурная схема контура самонаведения при методе прямого наведения для канала бокового движения УО и основные свойства этого контура определяются аналогично.

**3. Динамическая структурная схема контура самонаведения истребителей в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи.** Подсистема сигналов директорного и автоматического управления для истребителей при наведении их в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи использует при формировании $u_{тр\gamma}$ и $u_{трп}$ напряжения $u_{\Delta г}$ и $u_{\Delta в}$, характеризующие параметры рассогласования $\Delta_{нг}$ и $\Delta_{нв}$, которые определяются формулами (2.1.3) и (2.1.4). Напряжения $u_{\Delta г}$ и $u_{\Delta в}$ сглаживаются фильтрами, которые ослабляют флюктуации $\Delta_{нг}$ и $\Delta_{нв}$, усиливаются и проходят через ограничители. Необходимость ограничителей обусловливается тем, что располагаемые нормальная и боковая перегрузки самолета всегда ограничены.

Динамическая структурная схема линеаризованного контура самонаведения при автоматическом самонаведении истребителя по курсу для метода наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи показана на рис. 7.13. Эта схема вытекает из уравнений (1.3.22)—(1.3.24) при замене $v_о$ на $v_с$, уравнения (1.3.29) при записи в нем $\omega_г$, $j_{бц}$ и $j_б$ вместо $\omega_в$, $j_{нц}$ и $j_н$, а также уравнений (2.1.3), (2.1.13), (2.1.16), (2.3.2) и структурной схемы, представленной на рис. 6.12.

При использовании рис. 6.12 принято, что $W_1(p)=k_{пу}$, $W_2(p)=1$, $W_3(p)=k_{пр}/p$, $W_4(p)=k_{сг}p$ и что $\varepsilon$, $\vartheta$, $\varphi_в$ и $\varphi_{ви}$ заменяются на $\varepsilon_к$, $\psi$, $\varphi_г$ и $\varphi_{ги}$ соответственно. Кроме того, считается, что $\sin\gamma\simeq\gamma$ и $u_{тр\gamma}=\dfrac{k_{\gamma тр}}{T_{\gamma тр}p+1}u_{\Delta г}$.

Угол $\varphi_г$ и угловая скорость $\omega_г$, фигурирующие в уравнениях (2.1.3), (2.1.13) и (2.1.16), отображаются на рис. 7.13 напряжениями $k_\varphi\varphi_{ги}$ и $u_{\omega г}$. Для вычисления $u_{\omega г}$ Д применяется умножи-

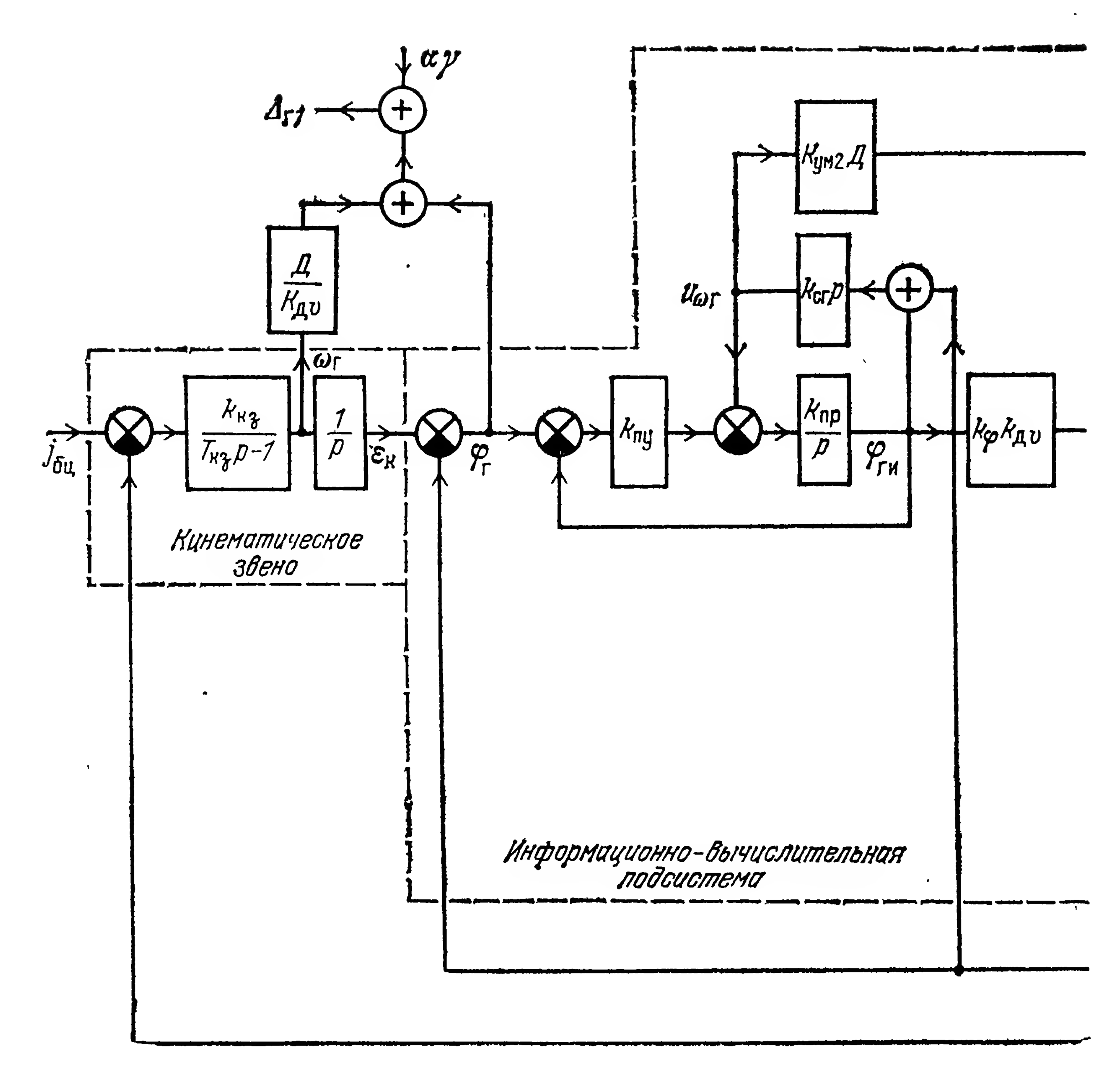
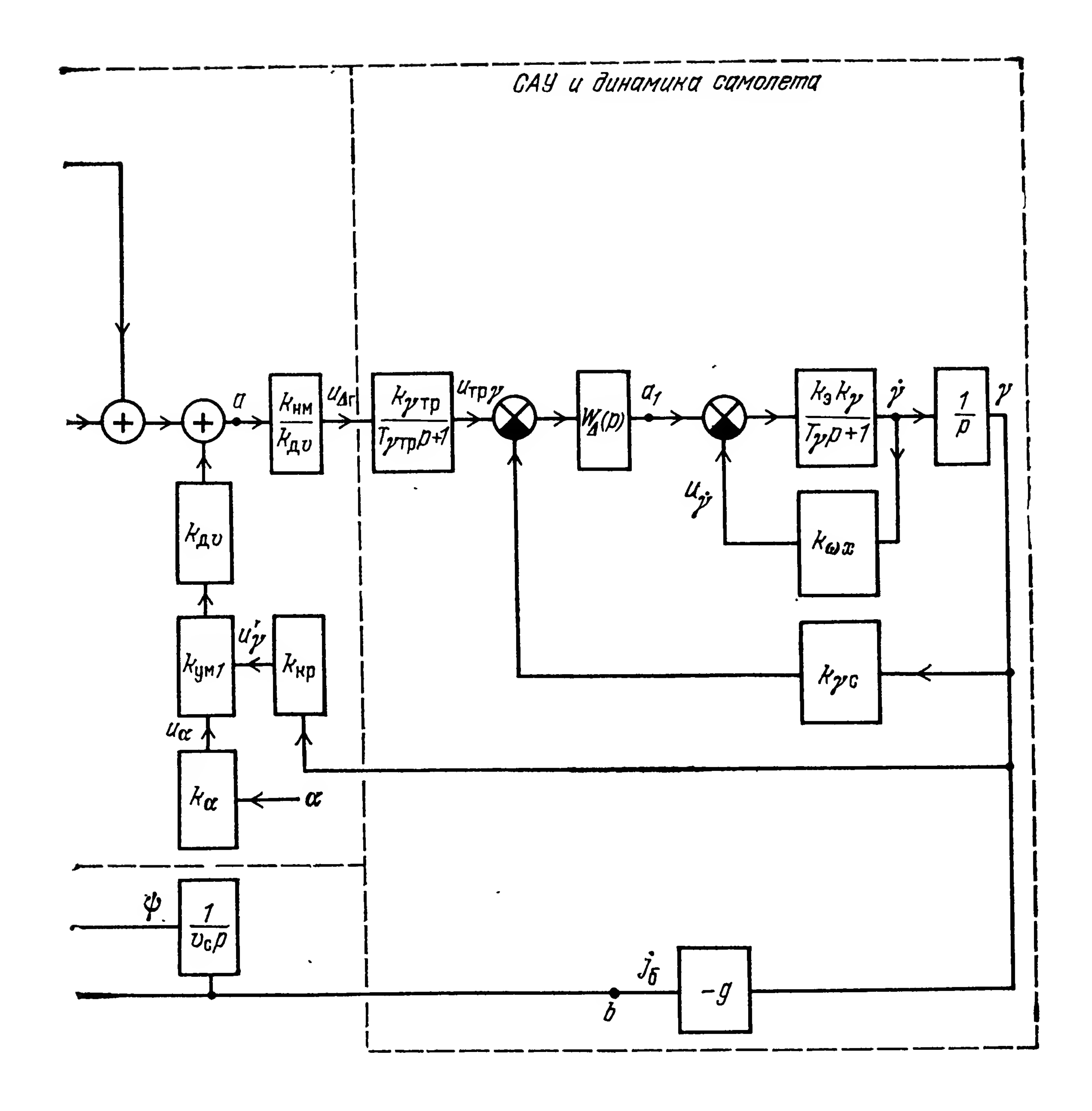



Рис. 7.13

тель с коэффициентом передачи $k_{ум2}$. Преобразование имеющихся в уравнении (2.1.16) углов $\alpha$ и $\gamma$ в напряжения $u_\alpha$ и $u'_\gamma$ осуществляется датчиками с коэффициентами передачи $k_\alpha$ и $k_{кр}$, а сигнал, пропорциональный произведению $u_\alpha u'_\gamma$, формируется в умножителе с коэффициентом передачи $k_{ум1}$. При получении рис. 7.13 предполагается также, что элероны (или элевоны) перемещаются по закону $\delta_э = k_э[(u_{тр\gamma} - u_\gamma) W_\Delta(p) - k_{\omega x}\dot{\gamma}]$, где $u_{тр\gamma}$ и $u_\gamma$ — напряжения, характеризующие требуемый и фактический углы крена; $W_\Delta(p)$ — передаточная функция фильтра, обеспечивающего астатизм контура самонаведения относительно неизменных во времени воздействий на элероны (или элевоны). Такие воздействия могут быть обусловлены непреднамеренными действиями летчика в режиме автоматического самонаведения самолета, наличием постоянной скорости ветра и рядом других причин. Подходящей на практике оказывается функция $W_\Delta(p) = \frac{p+k}{p}$. В режиме директорного управления сигнал с точки $a_1$ (рис. 7.13) подается на КПП либо электронный индикатор для использования летчиком в процессе управления самолетом.

Анализ структурной схемы, изображенной на рис. 7.13, где входным и выходным сигналами являются боковое ускорение це-




ли $j_{бц}$ и ошибка самонаведения самолета $\Delta_{г1}=\Delta_{нг}/k_{нм}$ соответственно, показывает, что рассматриваемый контур самонаведения — это сложная многомерная система регулирования. Далее из рис. 7.13 видны связь канала крена с каналом тангажа (по углу атаки $\alpha$) и наличие большого числа звеньев с коэффициентами передачи, зависящими от дальности $Д$ и ее производной по времени $\dot{Д}$. В схеме на рис. 7.13 зависящими от $Д$ и $\dot{Д}$ являются коэффициенты $k_{дv}$ и $T_{кз}$, вместе с $Д$ меняется также сигнал $u_{ум2}=k_{ум2}Дu_{\omega г}$, а только $\dot{Д}$ влияет на $k_{кз}$. Зависимость параметров контура от $Д$ и $\dot{Д}$ приводит обычно к достаточно сложной задаче по обеспечению его устойчивости. На устойчивость большое влияние оказывает, помимо того, наличие последовательно соединенных квазистатического и интегрирующего звеньев. Некоторым «противовесом» интегратору в кинематическом звене является измеритель угловой скорости линии визирования.

Чтобы нейтрализовать неустойчивость квазистатического звена, информационно-вычислительная подсистема и САУ вместе с самолетом должны иметь малую инерционность и достаточно большой коэффициент передачи. Определенные требования к параметрам контура самонаведения налагает также местная положитель-

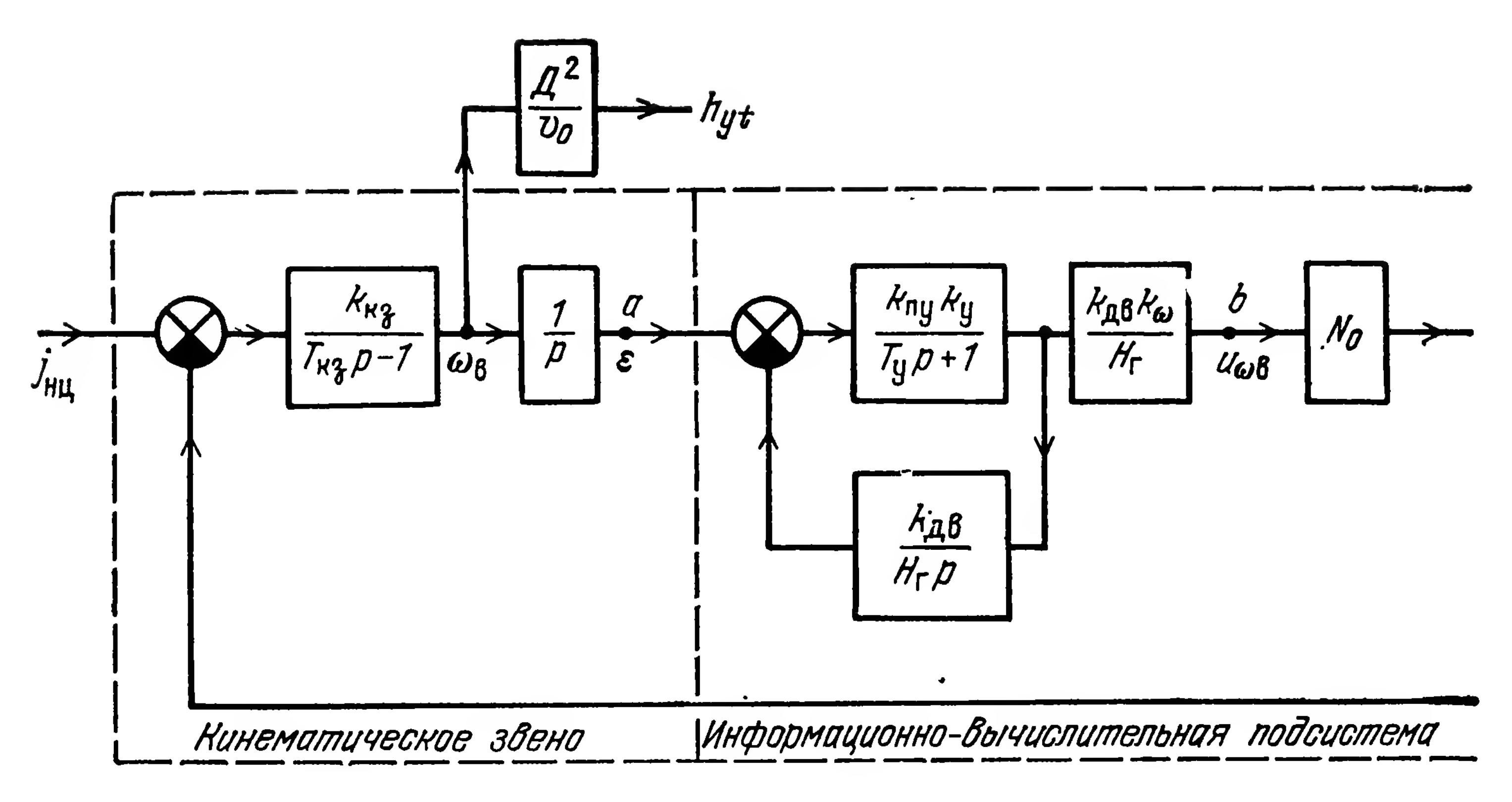



Рис. 7.14

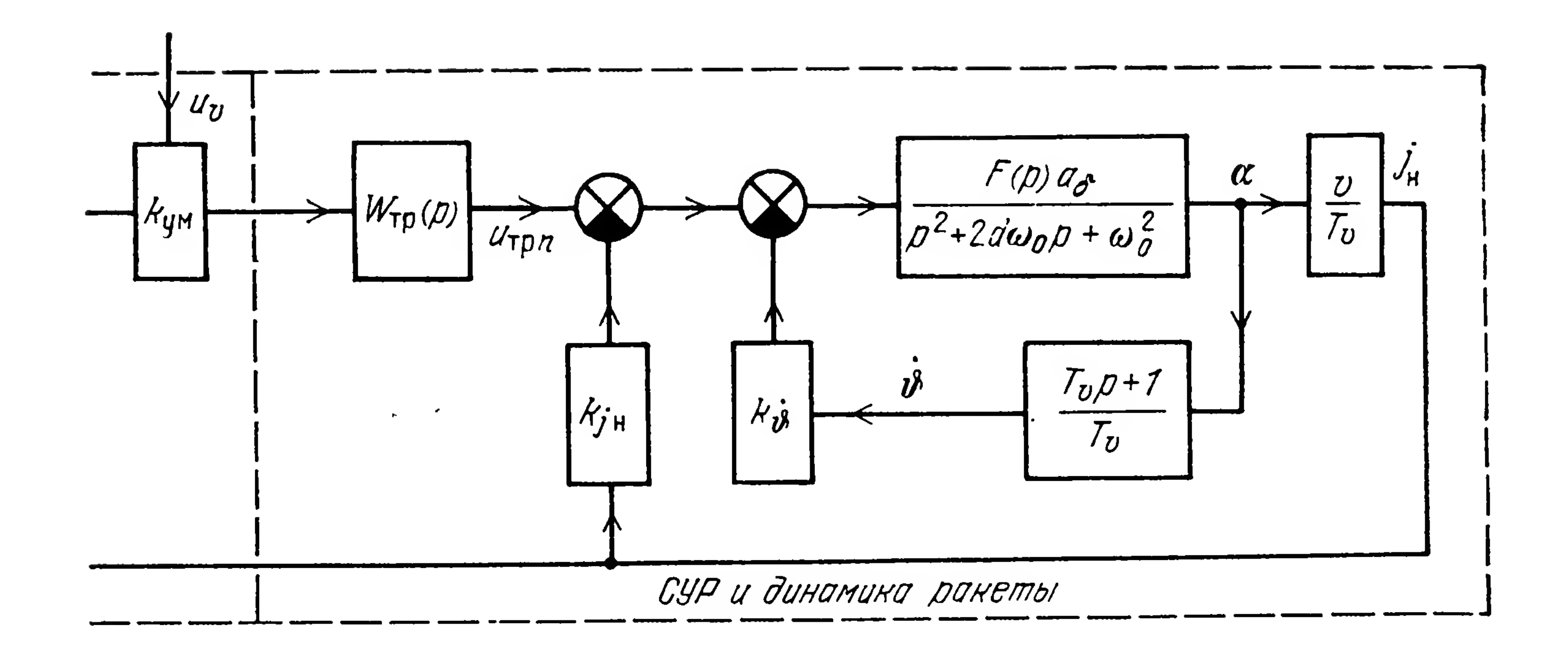
ная обратная связь измерителя угловой скорости линии визирования по углу $\psi$.

Для канала продольного движения динамическая структурная схема контура самонаведения и ее основные особенности практически такие же, как и для канала бокового движения.

**4. Динамическая структурная схема контура самонаведения ракет по методу пропорционального наведения.** Динамическая структурная схема линеаризованного контура самонаведения ракет по методу пропорционального наведения в вертикальной плоскости представлена на рис. 7.14. Эта схема получается на основе уравнений (1.3.4), (1.3.15) ... (1.3.17), (1.3.29), (2.2.3), (2.4.2) и рис. 6.10 с учетом формул (6.3.4)...(6.3.6), (6.3.11) и напряжения $u_v$ (рис. 5.16). Принято во внимание, что устройство привода руля имеет передаточную функцию $F(p)$ и что в состав СУР входят устройство формирования сигналов демпфирования и подсистема сигналов траекторного управления. Последняя является автоматической подсистемой и имеет передаточную функцию $W_{тр}(p)$. Эта функция определяет динамические свойства преобразователя напряжения $k_{ум}N_0u_vu_{\omega в}$ в сигнал $u_{трп}$.

Входной и выходной сигналы рассматриваемого контура представляют собой нормальное ускорение $j_{нц}$ цели и текущий промах $h_{yt}$ ракеты. Специфические особенности этого контура, как и в схеме рис. 7.12, определяются последовательно соединенными квазистатическим и интегрирующим звеньями, наличие которых требует включения дифференцирующего устройства в состав аппаратуры управления ракетой. Роль такого устройства выполняет измеритель угловой скорости $\omega_в$ линии визирования. Чтобы нейтрализовать неустойчивость квазистатического звена, аппаратура управления и ракета как элементы контура самонаведения должны иметь малую инерционность и достаточно большой коэффициент передачи.

Если на ракете используется угломерное устройство со скоростной коррекцией и индикаторной стабилизацией, то схему, заклю-




ченную между точками $a$ и $b$ на рис. 7.14, нужно изображать в соответствии с уравнением (6.3.30).

Для канала курса при методе пропорционального наведения динамическая структурная схема контура самонаведения и ее основные особенности практически такие же, как и для канала тангажа.

# ГЛАВА ВОСЬМАЯ

# *Устойчивость и точность радиоэлектронных систем самонаведения*

## 8.1. Влияние кинематического звена и параметров радиолокационных устройств на устойчивость контура самонаведения

Функционирование контура самонаведения описывается в общем случае нелинейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами. Поэтому выбор его оптимальных параметров приходится проводить методами математического и полунатурного (смешанного) моделирования. Вместе с тем к началу моделирования всегда целесообразно иметь хотя бы грубые аналитические оценки параметров контура, обеспечивающих удовлетворительное протекание процесса самонаведения. Такие оценки, как говорилось в первой главе, получают обычно на основе линеаризованных уравнений контура самонаведения при использовании принципа «замораживания» переменных коэффициентов. При «замороженных» коэффициентах уравнений параметры систем самонаведения определяются в соответствии с хорошо известными методами исследования стационарных систем автоматического управления (см., например, [88, 102]).

Если коэффициенты уравнений контура самонаведения «заморожены», то устойчивость проверяется для различных небольших по протяженности участков траектории управляемого объекта. При этом на практике целесообразным нередко оказывается способ анализа корней характеристического уравнения.

Условия, при которых применим принцип «замораживания» переменных коэффициентов, были сформулированы в первой главе. Здесь же дополнительно подчеркнем, что результаты, получаемые в соответствии с принципом «замораживания» переменных коэффициентов содержат бо́льшие погрешности при малых значениях $Д$, когда постоянная времени $T_{кз}=Д/2v_{сб}$ кинематического звена (рис. 7.12, 7.13, 7.14) изменяется очень быстро. Отсюда следует нецелесообразность делать выводы о поведении контуров самонаведения ракет на основе приводимых ниже формульных соотношений при $Д\to 0$. В то же время самонаведение самолетов заканчивается на сравнительно больших дальностях $Д$ до целей, особенно при применении управляемых средств поражения. Поэтому формулы данного параграфа, относящиеся к контурам самонаведения самолетов, обычно пригодны для приближенных оценок процессов самонаведения на различных небольших участках всей траектории полета таких самонаводящихся объектов.

**1. Влияние кинематического звена и параметров РГС на устойчивость контуров самонаведения ракет.** Чтобы получить более наглядные и простые аналитические соотношения, которые характеризуют процессы в контуре самонаведения ракеты, сохранив однако его наиболее существенные свойства, введем следующие упрощающие решение задачи предположения:

самонаведение ракеты осуществляется в вертикальной плоскости с помощью РГС по методу пропорционального сближения;

подсистема сигналов траекторного управления в СУР и устройство привода руля высоты не содержат инерционных элементов и имеют коэффициенты передачи, равные 1 и $k_{пр}$ соответственно;

следящая система угломерного устройства РГС построена в соответствии со схемой, показанной на рис. 6.10; при этом считается, что инерционность усилителя мощности пренебрежимо мала;

измеритель скорости сближения $v_{сб}$ в РГС и измеритель нормального ускорения ракеты являются безынерционными;

колебательное звено ракеты, устанавливающее связь угла атаки $\alpha$ с отклонением руля высоты $\delta_{рв}$ в соответствии с уравнением (1.3.16), эквивалентно инерционному динамическому звену с передаточной функцией

$$W_{\alpha\delta}(p)=k_{v\text{р}}T_v/(T_{\text{р}}p+1), \qquad (8.1.1)$$

где $k_{v\text{р}}=a_\delta/T_v\omega^2_0$ и $T_{\text{р}}=2d/\omega_0$ — коэффициенты передачи ракеты по скорости и постоянная времени ракеты соответственно. Введенные предположения о безынерционности СУР и измерителя скорости сближения $v_{сб}$ в РГС нельзя считать слишком грубыми, поскольку основная инерционность контура самонаведения ракеты обусловливается кинематическим звеном на большей части ее

траектории. Одновременно нужно сказать, что колебания угла атаки часто не являются значительными.

С учетом введенных предположений о РГС для измеренного значения параметра рассогласования на основе (2.2.3) и (6.3.12) будем иметь

$$u_{\text{тр}n} - k_{j\text{н}} j_{\text{н}} = u_{\text{пн}} = k_{j\text{н}} (N_0 v_{\text{сб}} \omega_{\text{ви}} - j_{\text{н}}), \tag{8.1.2}$$

$$\omega_{\text{ви}} = \frac{1}{T_{\text{г}} p + 1} \omega_{\text{в}} = \frac{u_{\omega\text{в}}}{k_{\omega}}. \tag{8.1.3}$$

Здесь $\omega_{\text{ви}}$ — измеренное значение угловой скорости линии визирования в вертикальной плоскости; $T_{\text{г}} = 1/k_v$ — эквивалентная постоянная времени следящего измерителя угловой скорости; $k_v$ — его добротность и учтено, что $k_{\omega} k_{\text{ум}} = k_{j\text{н}}$ (см. рис. 7.14).

Если принять во внимание соотношения (8.1.1)—(8.1.3), а также рис. 7.14, то при $W_{\text{тр}}(p) = 1$ и $F(p) = k_{\text{пр}}$ можно получить изображенную на рис. 8.1 динамическую структурную схему рассматриваемого здесь контура самонаведения. На основании рис. 8.1 получается характеристическое уравнение

$$T_{\text{кз}} T_{\text{г}} T_{\text{ср}} \lambda^3_{\text{х}} + [(T_{\text{г}} + T_{\text{ср}}) T_{\text{кз}} - T_{\text{г}} T_{\text{ср}}] \lambda^2_{\text{х}} + (T_{\text{кз}} - T_{\text{г}} - T_{\text{ср}}) \lambda_{\text{х}} + + k_{\text{кз}} k_{\text{г}} k_{\text{ср}} - 1 = 0. \tag{8.1.4}$$

Здесь $k_{\text{ср}} = k_{\text{пр}} k_{v\text{р}} v k_{j\text{н}} / 1 + k_{\text{пр}} k_{v\text{р}} (k_{\dot{\vartheta}} + k_{j\text{н}} v)$ и

$$T_{\text{ср}} = \frac{T_{\text{р}} + k_{\text{пр}} k_{v\text{р}} k_{\dot{\vartheta}} T_v}{1 + k_{\text{пр}} k_{v\text{р}} (k_{\dot{\vartheta}} + k_{j\text{н}} v)}$$

— коэффициент передачи и постоянная времени эквивалентного инерционного звена, характеризующего динамические свойства ракеты и СУР;

$k_{\text{г}} = N_0 v_{\text{сб}}$ — коэффициент передачи РГС по каналу измерения угловой скорости линии визирования.

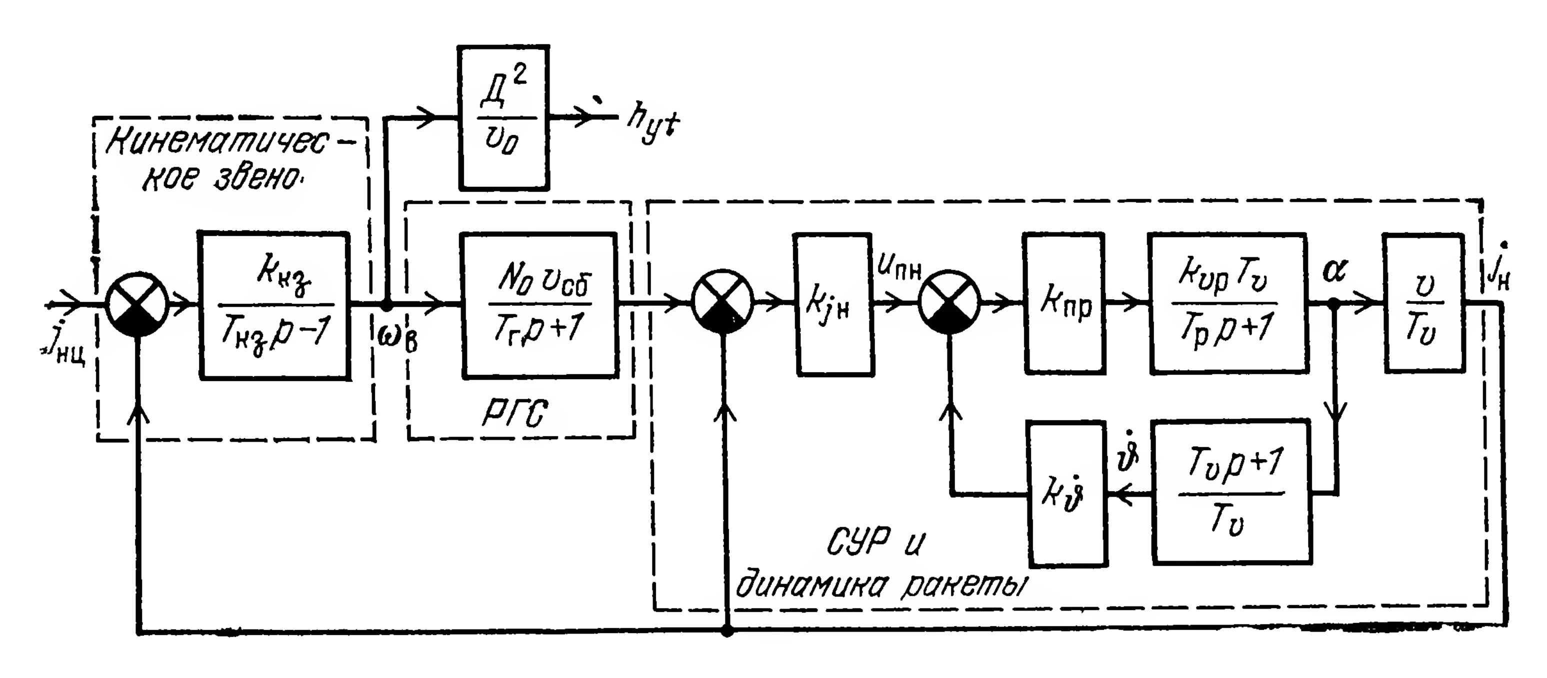



Рис. 8.1

В связи с тем, что скорость самонаводящейся ракеты значительна, $1 + k_{\text{пр}} k_{v\text{р}} k_{\dot{\vartheta}} \ll k_{\text{пр}} k_{v\text{р}} k_{j\text{н}} v$ и поэтому коэффициент $k_{\text{ср}}$ часто можно считать равным единице.

При $T_{кз}>0$, $T_г>0$, $T_{ср}>0$, $k_{кз}>0$, $k_г>0$ и $k_{ср}>0$ условия устойчивости записываются как

$$k_{кз}k_{ср}k_г>1, \tag{8.1.5}$$

$$T_{кз}-T_г-T_{ср}>0, \tag{8.1.6}$$

$$(T_г+T_{ср})T_{кз}-T_гT_{ср}>0, \tag{8.1.7}$$

$$T_{кз}T_гT_{ср}(k_{кз}k_гk_{ср}-1)<[(T_г+T_{ср})T_{кз}-$$
$$-T_гT_{ср}](T_{кз}-T_г-T_{ср}). \tag{8.1.8}$$

В тех случаях, когда можно пренебречь инерционностью звена СУР—ракета, т. е. при $T_{ср}=0$, контур самонаведения будет устойчивым, если

$$k_{кз}k_{ср}k_г>1, \tag{8.1.9}$$

$$T_{кз}-T_г>0. \tag{8.1.10}$$

Рассмотрим сначала условия устойчивости (8.1.9) и (8.1.10), а затем отметим те особенности для параметров системы самонаведения, которые вытекают из неравенств (8.1.5)—(8.1.8).

Неравенство (8.1.9) накладывает ограничение на минимально допустимое значение коэффициента передачи аппаратурной части контура самонаведения совместно с ракетой. Действительно, из (8.1.9) с учетом равенства $k_{кз}=1/2v_{сб}$ находим

$$k_{ср}k_г>2v_{сб}. \tag{8.1.11}$$

Поскольку коэффициент $k_{ср}$ близок к единице, выполнение условия (8.1.9) обеспечивается главным образом выбором $k_г$. Условию (8.1.9) можно дать наглядную интерпретацию, если структурную схему, показанную на рис. 8.1, представить при $T_{ср}=0$ в виде рис. 8.2. Интегратор на рис. 8.2 охвачен положительной и отрицательной обратными связями. Когда условие (8.1.9) не выполня-

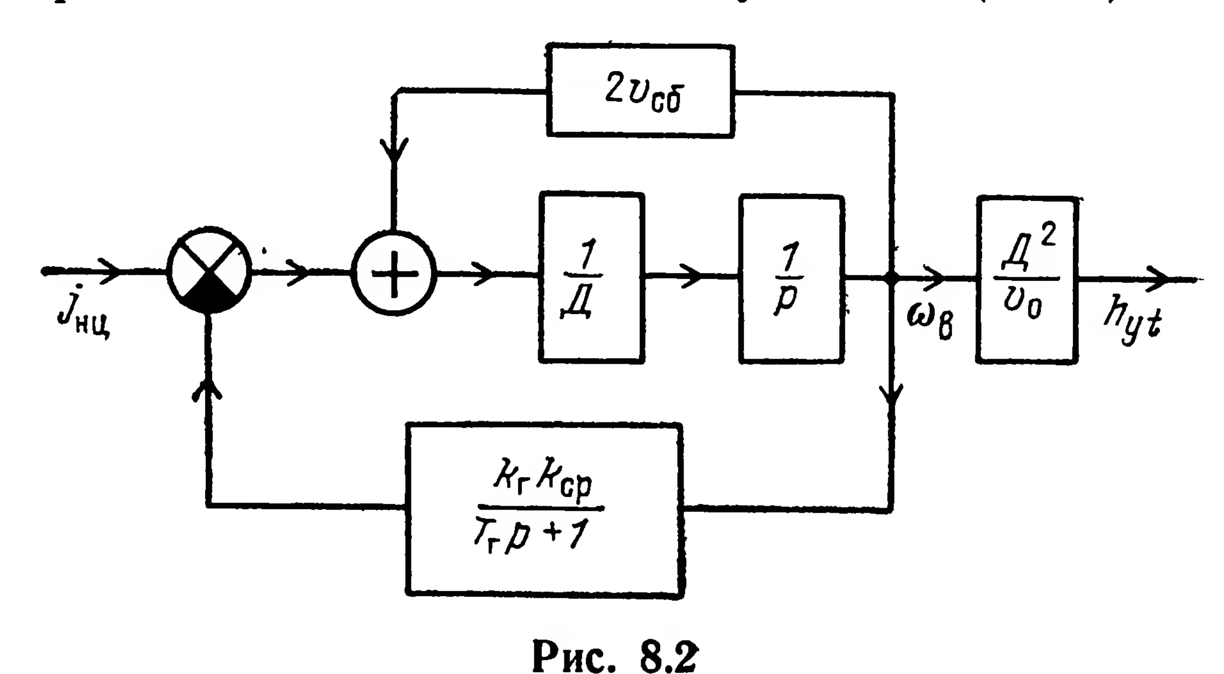



**Рис. 8.2**

ется, даже при $j_{нц}=\text{const}$ аппаратура управления и ракета, динамические звенья которых образуют цепь отрицательной обратной связи, не в состоянии компенсировать действие положительной обратной связи и за счет последней будет резкое возрастание угловой скорости $\omega_в$, а следовательно, и текущего промаха $h_{yt}$. В

этом проявляется неустойчивость контура самонаведения при нарушении неравенства (8.1.9).

При $k_{ср} \approx 1$ нижняя граница коэффициента передачи РГС, как и ГСН иного типа, зависит от скорости сближения $v_{сб}$. Когда величины скоростей ракеты и цели фиксированы, скорость $v_{сб}$ определяется ракурсом атаки. Наибольшие различия скоростей сближения получаются при атаках на догонно- и встречно-пересекающихся курсах. Задача создания всеракурсной самонаводящейся ракеты может быть решена двумя путями. Первый пусть состоит в том, что коэффициент передачи $k_г$ выбирается исходя из максимально возможного значения скорости сближения. Такой путь нельзя признать целесообразным, поскольку при большом коэффициенте $k_г$ будет повышенный уровень флюктуационных помех, которые всегда сопровождают полезный сигнал. Больше подходит путь, когда ГСН содержит измеритель скорости сближения $v_{сб}$, и $k_г$ изменяется пропорционально $v_{сб}$. Из сказанного о взаимосвязи $k_г$ и $v_{сб}$ вытекает, в частности, причина, по которой в параметр рассогласования при пропорциональном наведении ракеты вводится множитель $v_{сб}$.

Если $k_г = N_0 v_{сб}$ и $k_{ср} = 1$, то условие устойчивости (8.1.11) принимает вид

$$N_0 > 2, \qquad (8.1.12)$$

т. е. навигационная постоянная должна быть больше двух. Вместе с тем величина $N_0$ имеет ограничение сверху. Оно не фигурирует в условиях устойчивости (8.1.9) и (8.1.10) по причине принятых упрощений, вследствие которых контур самонаведения стал системой регулирования с характеристическим уравнением второй степени. При таком уравнении контур будет устойчивым при сколь угодно больших положительных коэффициентах характеристического уравнения. Усложнение структуры контура самонаведения приводит к повышению порядка характеристического уравнения, а следовательно, и к ограничению его коэффициентов сверху. Так, если контуру самонаведения соответствует характеристическое уравнение (8.1.4), то на основе неравенств (8.1.5) и (8.1.8) можно найти, что при $k_{ср} = 1$ и $k_г = N_0 v_{сб}$ навигационная постоянная $N_0$ должна выбираться в соответствии с неравенством (8.1.12), а также неравенством

$$N_0 < 2 + \frac{2}{T_{кз} T_г T_{ср}} [(T_{кз} - T_г) T_{ср} + T_г T_{кз}](T_{кз} - T_г - T_{ср}),$$

которое определяется достаточным условием устойчивости (8.1.8) для используемой здесь математической модели контура самонаведения. Необходимость выбора $N_0 > 2$ вытекает также из формулы (8.2.9), которая приведена в следующем параграфе. Эта формула, определяющая динамическую ошибку системы самонаведения, получена при учете переменности коэффициентов в уравнениях контура самонаведения.

Так как $T_{кз}=Д/2v_{сб}$, из неравенства (8.1.10) следует, что для устойчивости контура самонаведения при $T_{ср}=0$ необходима постоянная времени

$$T_г = 1/k_v < Д/2\,v_{сб}. \quad (8.1.13)$$

Неравенство (8.1.13) определяет максимально допустимое значение эквивалентной постоянной времени $T_г$ следящего измерителя $\omega_в$ и минимальную величину связанного с $T_г$ коэффициента $k_v$. Для инерционного звена, каковым здесь моделируется следящий измеритель $\omega_в$, полоса пропускания

$$\Delta F_{си} = 1/2\,\pi\,T_г. \quad (8.1.14)$$

С учетом (8.1.14) неравенство (8.1.13) преобразуется к виду

$$\Delta F_{си} > v_{сб}/\pi\,Д. \quad (8.1.15)$$

Следовательно, полоса пропускания $\Delta F_{си}$ следящего измерителя $\omega_в$ не может быть меньше некоторой величины, зависящей от скорости сближения $v_{сб}$ и дальности $Д$. При заданной скорости сближения минимально допустимое значение $\Delta F_{си}$ получается при $Д=Д_к$, где $Д_к$ — расстояние между ракетой и целью в момент окончания работы системы самонаведения. Если полоса $\Delta F_{си}$ не регулируется в процессе самонаведения, то она должна быть выбрана не меньше минимально допустимого значения, определяемого дальностью $Д_к$ при фиксированной скорости $v_{сб}$. Но при таком правиле выбора полосы $\Delta F_{си}$ она окажется излишне большой на значительных дальностях $Д$ до цели. Возрастание $\Delta F_{си}$ приводит к повышению флюктуационных ошибок наведения ракеты на цель. Поэтому целесообразно автоматически изменять $\Delta F_{си}$ по мере сближения ракеты с целью.

Условие устойчивости (8.1.6) приводит к необходимости выбирать

$$T_г < T_{кз} - T_{ср}. \quad (8.1.16)$$

Отсюда видно, что, поскольку $T_{кз} \geqslant 0$ и $T_{ср} > 0$, постоянная времени $T_г$ при учете инерционности звена СУР—ракета должна быть меньше, чем в тех случаях, когда это звено считается безынерционным. Неравенства (8.1.13) и (8.1.16) можно интерпретировать и как условия, ограничивающие значения дальности $Д$, при которых контур самонаведения остается устойчивым, если постоянная времени $T_г$ и $T_{ср}$, а также скорость сближения $v_{сб}$ зафиксированы.

**2. Влияние кинематического звена и параметров информационно-вычислительной подсистемы на устойчивость контуров самонаведения самолетов по курсу.** Стремясь, как и раньше, получить простые и наглядные аналитические соотношения, отображающие процессы в контуре самонаведения истребителей в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи без потери наиболее существенных его качеств, необходимо сделать следующие упрощающие решение задачи предположения:

рыскание самолета не влияет на измерители угла $\varphi_г$ и угловой скорости $\omega_г$;

измерители угла $\varphi_г$, угловой скорости $\omega_г$ и дальности $Д$, а также устройство формирования $u_{тр\gamma}$ (рис. 7.13) являются безынерционными;

для измерения $\varphi_г$ и $\omega_г$ применяется угломерное устройство со скоростной коррекцией и индикаторной стабилизацией, динамическая структурная схема которого получается из рис. 6.12 при $W_2(p)=1$;

угол атаки $\alpha$ и постоянная времени $T_\gamma$ истребителя равны нулю, $T_{\gamma тр}=0$ и передаточная функция $W_\Delta(p)=1$ (см. рис. 7.13).

При введенных предположениях динамическая структурная схема автоматического контура самонаведения, получаемая на основе рис. 7.13, имеет вид, показанный на рис. 8.3.

При $\alpha=0$ определяемый формулами (2.1.3), (2.1.13) и (2.1.16) параметр рассогласования

$$\Delta_{нг}=k_м(k_{дv}\varphi_г+Д\,p\,\varepsilon_к), \tag{8.1.17}$$

где $k_м=k_{нм}/k_{дv}$, а $p\varepsilon_к=\omega_г$.

Напряжение рассогласования, как видно из рис. 8.3, равно

$$u_{\Delta г}=k_м(k_\varphi k_{дv}\varphi_г+k_{сг}k_{ум2}Д\,p\,\varepsilon_к)=k_{\Delta г1}\Delta_{нг}. \tag{8.1.18}$$

Здесь $k_{\Delta г1}$ — коэффициент, характеризующий напряжение $u_{\Delta г}$ при единичном значении $\Delta_{нг}$.

Соотношения (8.1.17) и (8.1.18) будут согласованы между собой, если $k_{сг}k_{ум2}=k_\varphi$ и $k_{\Delta г1}=k_\varphi$.

Из рис. 8.3 получаем характеристическое уравнение

$$T_{кз}T_{vк}T_{сс}\lambda^3_х+(T_{кз}-T_{сс})T_{vк}\lambda^2_х+(T_{кз}-T_{vк}+$$
$$+v_сk_{кз}T_{сг})\lambda_х+v_сk_{кз}-1=0 \tag{8.1.19}$$

и вытекающие из него необходимые и достаточное условия устойчивости

$$T_{кз}T_{сс}T_{vк}>0, \tag{8.1.20}$$

$$(T_{кз}-T_{сс})T_{vk}>0, \tag{8.1.21}$$

$$T_{кз}-T_{vк}+v_сk_{кз}T_{сг}>0, \tag{8.1.22}$$

$$v_сk_{кз}-1>0, \tag{8.1.23}$$

$$T_{кз}T_{сс}(v_сk_{кз}-1)<(T_{кз}-T_{сс})(T_{кз}-v_сk_{кз}T_{сг}-T_{vк}). \tag{8.1.24}$$

Здесь $T_{сс}=(1+k_эk_\gamma k_{\omega x})/k_эk_\gamma k_{\gamma с}$ — постоянная времени совокупности динамических звеньев САУ—самолет; $T_{сг}=k_{сг}k_{ум2}Д/k_\varphi k_{дv}=Д/k_{дv}$; $T_{vк}=v_с/k_3k_\varphi k_{дv}$; $k_3=-k_мk_{\gamma тр}\,g/k_{\gamma с}$ — коэффициент передачи, которой выбирается положительным с тем, чтобы обратная связь в контуре самонаведения была отрицательной.

Условие устойчивости (8.1.20) выполняется всегда, а из (8.1.21) вытекает неравенство $T_{сс}<T_{кз}=Д/2v_{сб}$. Неравенством (8.1.22), которое при замене $T_{кз}$, $T_{сг}$ и $T_{vк}$ их значениями $Д/2v_{сб}$, $Д/k_{дv}$ и $v_с/k_3k_\varphi k_{дv}$ принимает вид

$$k_\Sigma=k_3k_\varphi>\frac{2v_{сб}v_с}{Д(k_{дv}+v_с)}, \tag{8.1.25}$$

устанавливается минимальная величина коэффициента передачи $k_\Sigma$ эквивалентного звена, характеризующего динамические свойства информационно-вычислительной подсистемы, САУ и самолета как объекта управления в зависимости от остающегося времени наведения $t_н = (Д - v_р t_р)/v_{сб}$. При этом предполагается, что $t_н$ определяется соотношением (2.1.10) при $\cos\varphi^*_{гт} = 1$. Из (8.1.25) видно, что коэффициент $k_\Sigma$ нужно автоматически увеличивать по мере уменьшения $Д$ или выбирать его, исходя из наименьшего возможного значения $Д$.

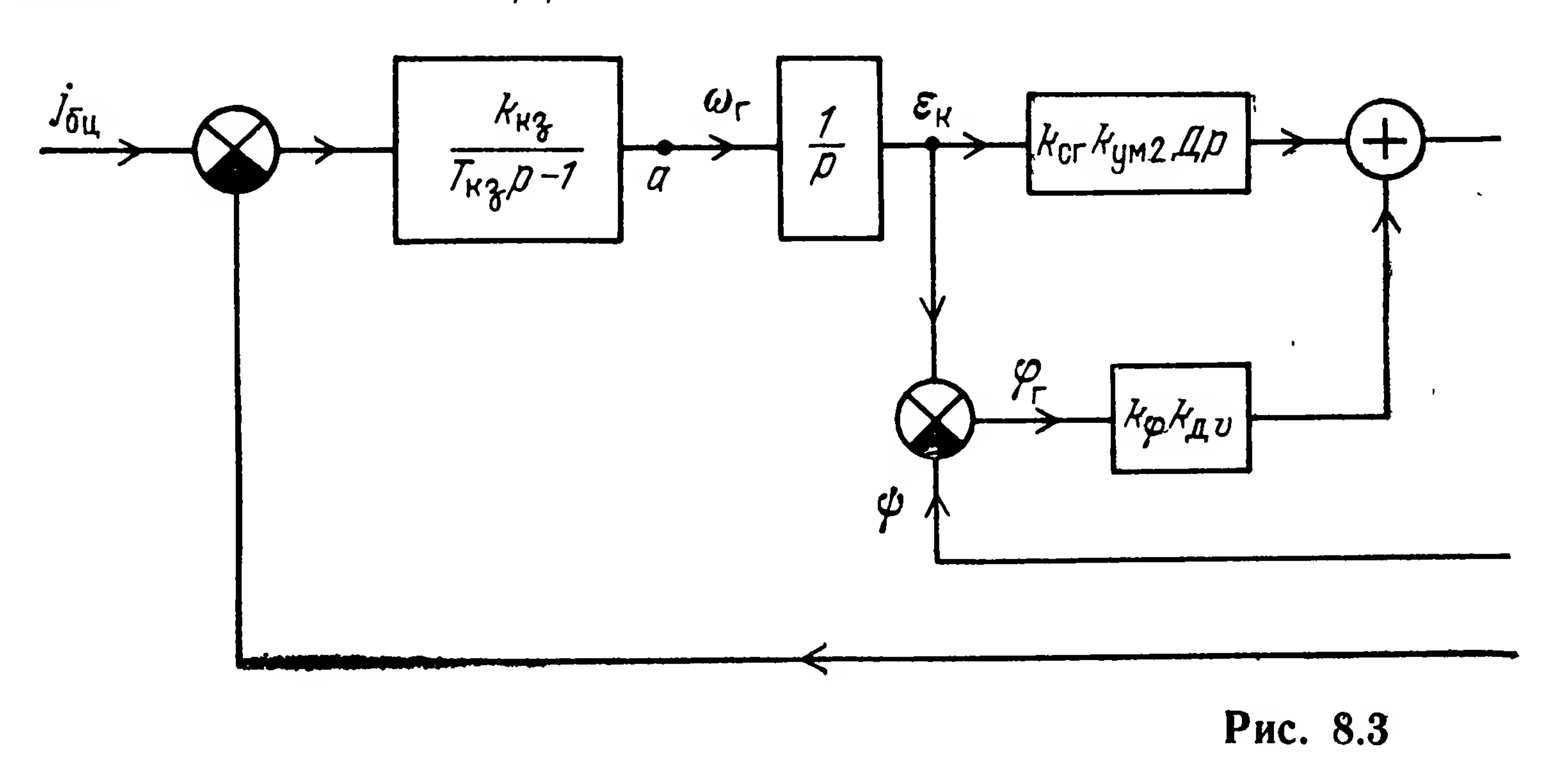



Рис. 8.3

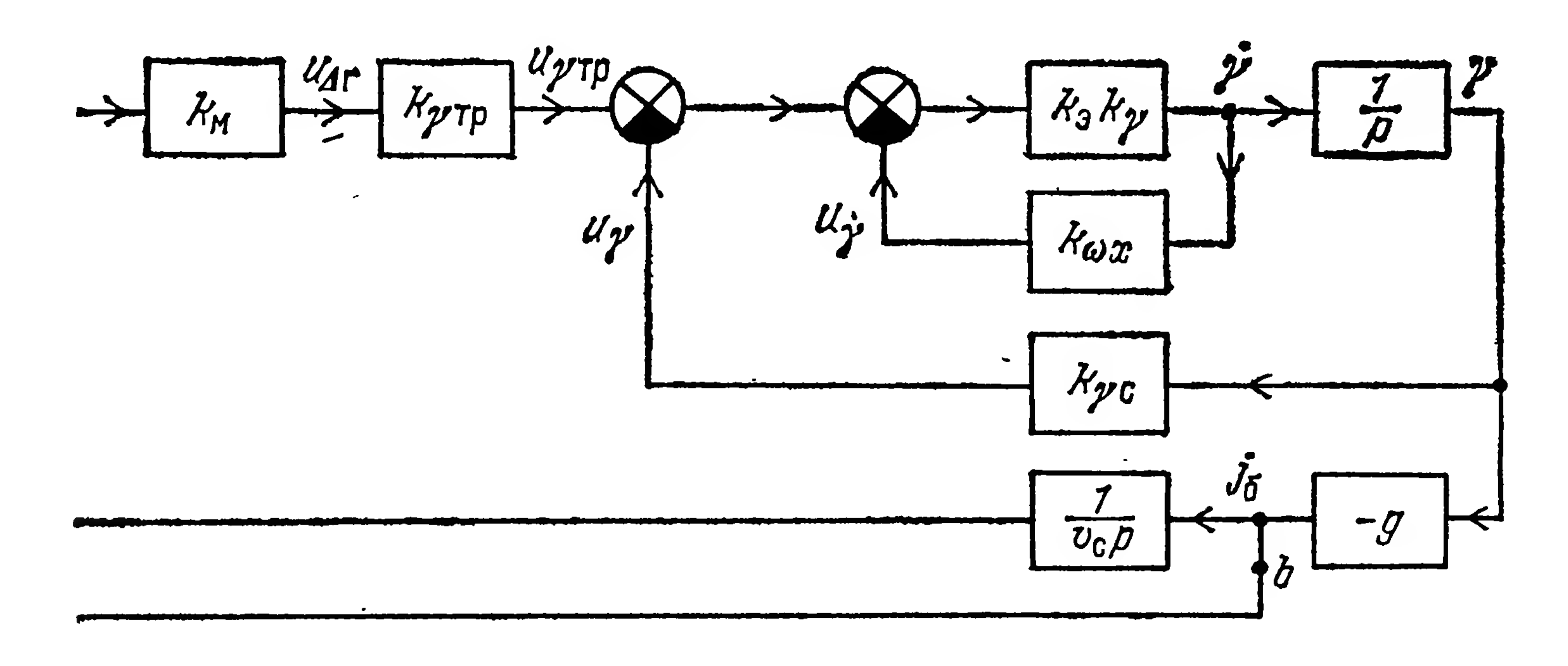
Условие (8.1.23), эквивалентное неравенству $v_с > 2v_{сб}$, показывает, что устойчивое самонаведение истребителя по курсу возможно лишь при атаках целей на догонных и догонно-пересекающихся курсах. Вместе с тем из анализа корней характеристического уравнения (8.1.19) следует, что при сближении истребителя с целью на встречно-пересекающихся курсах и завершении процесса самонаведения за несколько километров до цели неустойчивость практически не проявляется. Наиболее просто в справедливости такого утверждения можно убедиться, если исследовать характеристическое уравнение (8.1.19) при $T_{сс} = 0$, т. е. при предположении, что САУ и истребитель как объект управления безынерционны. Когда $T_{сс} = 0$, из (8.1.19) следует, что корни $\lambda_{х\,1,2}$ характеристического уравнения равны

$$\lambda_{х1,2} = \frac{-(T_{кз} - T_{vк} + v_с k_{кз} T_{сг}) \pm [(T_{кз} - T_{vк} + v_с k_{кз} T_{сг})^2 - 4 T_{кз} T_{vк} (v_с k_{кз} - 1)]^{0,5}}{2 T_{кз} T_{vк}}. \tag{8.1.26}$$

Анализ соотношения (8.1.26) показывает, что при сближении истребителя с целью на встречно-пересекающемся курсе, когда $v_с k_{кз} < 1$, оба корня ($\lambda_{х1}$ и $\lambda_{х2}$) рассматриваемого характеристического уравнения вещественные; при этом один из корней положительный, а второй — отрицательный. При неизменных значениях $v_с$, $v_ц$ и $k_з k_\varphi$ положительный корень и модуль отрицательного корня возрастают вместе с уменьшением $Д$. Если зафиксированы $Д$,

$v_c$ и $k_3 k_\varphi$, то повышение $v_{сб}$ приводит к увеличению как положительного, так и модуля отрицательного корня.

Расчеты по формуле (8.1.26) показывают, что для достаточно широкого диапазона изменений $Д$ и $v_{сб}$ положительный корень рассматриваемого здесь характеристического уравнения является сравнительно малым. Так, при $k_3 k_\varphi = 0{,}15$ с$^{-1}$, $v_c = 300$ м/с, $v_{сб} = 600$ м/с и $Д_р = v_р t_р = 4$ км значения положительного корня $\lambda_{x1}$ изменяются в пределах $0{,}016 \ldots 0{,}09$ с$^{-1}$ при изменении $Д$ от 20 до 8 км. Если при тех же значениях $k_3 k_\varphi$, $v_c$ и $Д_р$ скорость сбли-




жения при атаке цели на встречном курсе становится равной 500 м/с, то при изменении $Д$ от 20 км до 8 км корень $\lambda_{x1}$ лежит в пределах $0{,}014 \ldots 0{,}06$ с$^{-1}$.

Из всего сказанного выше и приведенных числовых характеристик вытекает вывод о возможности использования метода наведения истребителя в наивыгоднейшую упрежденную точку при атаках целей на встречно-пересекающихся курсах, если время автоматического самонаведения самолета не будет превышать нескольких десятков секунд. При участии летчика в процессе управления самолетом это ограничение на время самонаведения существенно ослабляется. Условие устойчивости (8.1.24), которое после замены в нем времени $T_{vк}$ на его значение $v_c / k_3 k_ф k_{дv}$ принимает вид

$$k_\Sigma = k_3 k_\varphi >$$

$$> \frac{v_c (T_{кз} - T_{сс})}{k_{дv} [(T_{кз} - T_{сс})(T_{кз} + v_c k_{кз} T_{сг}) - T_{кз} T_{сс} (v_c k_{кз} - 1)]}, \quad (8.1.27)$$

наряду с неравенством (8.1.25) обусловливает дополнительные связи между $v_c$, $k_{дv}$, $T_{кз}$, $T_{сс}$, $k_{кз}$, $T_{сг}$ и коэффициентом $k_\Sigma$.

При более грубых оценках условий устойчивости контура самонаведения и влияния на него параметров кинематического звена пренебрегают инерционностью истребителя, т. е. полагают равной нулю постоянную времени $T_{сс}$. Если $T_{сс} = 0$, то с учетом неравенств $T_{кз} > 0$ и $T_{vк} > 0$ на основе соотношений (8.1.20)—(8.1.24) получаются условия устойчивости контура наведения истребителя, совпадающие с неравенствами (8.1.22) и (8.1.23).

В заключение отметим, что все изложенное здесь применительно к методу наведения истребителя в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи сравнительно легко распространяется на контуры самонаведения самолетов и ракет по методу прямого наведения. Для этого в полученных ранее формулах и на схемах значения *Д* (за исключением *Д* в формуле для $T_{кз}$) и $k_м k_{дv}$ необходимо полагать равными нулю и единице соответственно.

## 8.2. Динамические ошибки систем самонаведения

**1. Общие сведения.** Динамические ошибки систем самонаведения обусловливаются их инерционностью и существенно зависят от характера изменения траектории цели во времени. При самонаведении ракет динамические ошибки характеризуются вектором динамического промаха $\mathbf{h}_д$ в плоскости рассеивания $O_ц Z_р Y_р$ (рис. 8.4). Плоскость рассеивания проходит через цель $O_ц$ и нормальна к вектору относительной скорости движения цели и ракеты в момент окончания процесса самонаведения. Если составляющие вектора $\mathbf{h}_д$ по осям $O_ц Y_р$ и $O_ц Z_р$ обозначить $\mathbf{h}_{yд}$ и $\mathbf{h}_{zд}$, то величина динамической ошибки

$$h_д = (h^2_{yд} + h^2_{zд})^{0,5}. \qquad (8.2.1)$$

При самонаведении пилотируемых самолетов за динамические ошибки принимают ошибки наведения по курсу и тангажу в момент окончания процесса самонаведения. Так, при наведении истребителя в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи динамическими ошибками системы самонаведения являются углы $\Delta_{г1д}$ и $\Delta_{в1д}$, равные $\Delta_{г1} = \Delta_{нг}/k_{нм}$ и $\Delta_{в1} = \Delta_{нв}/k_{нм}$ соответственно при определении $\Delta_{г1}$ и $\Delta_{в1}$ без учета каких-либо паразитных возмущений на самолет и аппаратуру управления им. Если применяется метод прямого наведения самолета, то под динамической ошибкой его системы самонаведения понимают углы $\varphi_{гд}$ и $\varphi_{вд}$, равные углам $\varphi_г$ и $\varphi_в$ соответственно, которые находятся в тех же условиях, что и $\Delta_{г1}$, $\Delta_{в1}$.

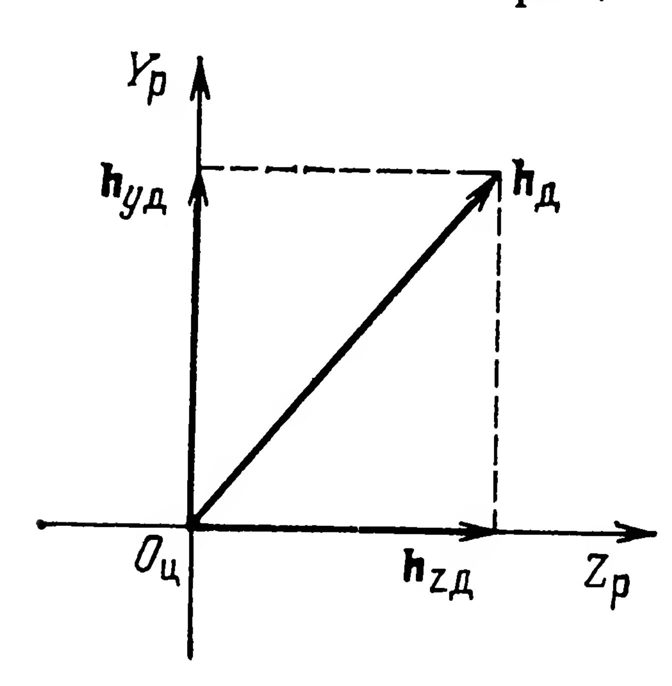


Рис. 8.4

При высококачественном выполнении всех устройств и подсистем, входящих в систему самонаведения, перекрестные связи между каналами управления незначительны и при определении динамических ошибок этими связями пренебрегают. Тогда $h_{zд}$ и $h_{yд}$ или $\Delta_{г1д}$ и $\Delta_{в1д}$, либо $\varphi_{гд}$ и $\varphi_{вд}$ независимы, и находят динамические ошибки отдельно для канала курса и для канала тангажа; причем методика вычисления динамических ошибок для каждого из двух каналов самонаведения является одинаковой.

Чтобы охватить значительную часть систем самонаведения ракет и сделать изложение конкретным, будем рассматривать мето-

дику определения и возможности уменьшения динамической ошибки $h_{уд}$ при условии, что ракета наводится в вертикальной плоскости по методу пропорционального сближения. В процессе нахождения $h_{уд}$ индекс «$y$» для краткости записи в последующем всюду опускается.

Помимо того покажем, как можно вычислить и за счет чего можно снизить динамическую ошибку наведения истребителя по курсу в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи. Получающиеся при этом результаты достаточно легко распространяются на системы самонаведения самолетов и ракет, управляемых по методу прямого наведения, если соответствующим образом преобразовать уравнения (8.1.17) и (8.1.18).

**2. Динамические ошибки систем самонаведения ракет при пропорциональном наведении.** Динамическую ошибку систем самонаведения ракет для вертикальной плоскости находят как значение текущего промаха в момент времени, соответствующий окончанию процесса самонаведения. Из сказанного следует, что

$$h_{д} = h_{tк}, \qquad (8.2.2)$$

где $h_{tк}$ — значение текущего промаха $h_{yt}$ в конце процесса самонаведения.

Текущий промах рассчитывается по формуле (2.4.2) при заданных значениях $Д$ и $v_0$. В такой ситуации задача по вычислению $h_{yt}$ сводится к определению закона изменения угловой скорости линии визирования $\omega_в$ на основе исследования контура самонаведения. Проведение такого исследования в полном объеме возможно лишь при использовании ЭВМ; причем для получения общих закономерностей, свойственных анализируемой системе самонаведения, требуется изучить огромное число вариантов решений задачи при различных условиях наведения ракеты. Поэтому остаются актуальными аналитические методы исследования, хотя их использование связано со множеством существенных упрощений, которые приходится принимать при анализе. Несмотря на то, что решения, получаемые при аналитическом исследовании, носят приближенный характер, они позволяют оценить качественно наиболее существенное влияние параметров аппаратуры управления на динамическую точность систем самонаведения. Аналитически решаются обычно линеаризованные уравнения контура самонаведения.

Если учитывать нестационарность кинематического звена, то, как отмечается в [54], даже при «замораживании» остальных параметров линеаризованного контура самонаведения возможность получения точного аналитического решения дифференциальных уравнений такого контура при определении $\omega_в$ ограничивается всего двумя частными случаями. В первом из них предполагается, что головка самонаведения, СУР и ракета как объект регулирования являются безынерционными динамическими звеньями, а второй случай допускает считать всю совокупность этих элементов контура самонаведения эквивалентным инерционным (апериодическим) динамическим звеном. При этом во втором случае реше-

ние получается в замкнутой форме лишь при некоторых частных значениях параметров контура самонаведения, а при иных параметрах контура решение возможно только в форме бесконечного ряда [54]. Вместе с тем в [93] рассматривается метод эквивалентных возмущений, на основе которого можно находить точные аналитические решения дифференциального уравнения любого порядка при условии, что линеаризованный контур самонаведения содержит один переменный параметр $Д$, изменяющийся по закону $Д_0—v_{сб}t$, где $Д_0$ — дальность до цели в момент начала самонаведения. В соответствии с этим методом на основе динамической структурной схемы контура самонаведения составляется дифференциальное уравнение для комплексной передаточной функции $\Phi_{кс}(s, t)$ контура. При единственном переменном параметре $Д=Д_0—v_{сб}t$ получается дифференциальное уравнение первого порядка. Решив его, находят $\Phi_{кс}(s, t)$, а затем путем, например, обратного преобразования Лапласа определяют $h_{yt}$. Метод эквивалентных возмущений существенно расширяет возможности аналитического исследования контуров самонаведения. Ограничения при реализации данного метода связаны со сложностями в ряде случаев вычисления обратных преобразований Лапласа и возможностью учета лишь одного изменяющегося по закону $Д_0—v_{сб}t$ параметра в уравнении контура.

Принцип «замораживания» переменных коэффициентов в линеаризованных уравнениях контура самонаведения не накладывает жестких ограничений на сложность математической модели его аппаратуры управления и позволяет получить достаточно просто отыскиваемые формульные зависимости. Однако в каждом конкретном случае возникает необходимость определять границы применимости получаемых решений. Для этого нужно учитывать изложенные в гл. 1 условия, при которых допустимы линеаризация уравнений процесса самонаведения и «замораживание» их коэффициентов. Кроме того, полезной является проверка результатов путем решения уравнений контура самонаведения с помощью ЭВМ без «замораживания» их коэффициентов.

Решим прежде всего вопрос о динамических ошибках $h_д$, учитывая изменение во времени коэффициентов кинематического уравнения и полагая безынерционными ГСН, СУР и ракету, рассматриваемую в качестве объекта управления.

Как следует из рис. 8.1, при $T_г=T_{ср}=0$ и управлении ракетой по методу пропорционального наведения процесс изменения угловой скорости линии визирования $\omega_в$ описывается уравнением

$$Д\,\dot{\omega}_в+(k_{ср}k_г—2v_{сб})\,\omega_в=j_{нц}. \qquad (8.2.3)$$

Если цель маневрирует с неизменным ускорением $j_{нц}=j_{нц0}$, а угловая скорость линии визирования и дальность до цели при $t=0$ составляют $\omega_{в0}$ и $Д_0$ соответственно, то решение уравнения (8.2.3) имеет вид [54]

$$\omega_в=\frac{Д^M}{Д_0^M}\omega_{в0}+\frac{1}{Mv_{сб}}\left(1-\frac{Д^M}{Д_0^M}\right)j_{нц0}. \qquad (8.2.4)$$

Здесь введено обозначение

$$M=(k_{ср}\,k_{г}-2\,v_{сб})/v_{сб} \quad (8.2.5)$$

и учтено, что

$$Д=Д_0-v_{сб}\,t. \quad (8.2.6)$$

При $k_{ср}=1$ (см. § 8.1) и $k_{г}=N_0 v_{сб}$ угловая скорость

$$\omega_{в}=\frac{Д^{N_0-2}}{Д_0^{N_0-2}}\,\omega_{в0}+\frac{1}{(N_0-2)\,v_{сб}}\left(1-\frac{Д^{N_0-2}}{Д_0^{N_0-2}}\right)j_{нц0}. \quad (8.2.7)$$

Первое слагаемое в этой формуле характеризует процесс установления $\omega_{в}=\omega_{в}(t)$, вызванный наличием начальной угловой скорости $\omega_{в0}$, а второе слагаемое представляет составляющую угловой скорости $\omega_{в}$, обусловленную маневром цели. Если $N_0>2$ и $Д\to 0$, то слагаемое $Д^{N_0-2}/Д_0^{N_0-2}\omega_{в0}$ стремится к нулю. При выполнении того же неравенства $N_0>2$ второе слагаемое с уменьшением $Д$ до нуля стремится к постоянной величине $j_{нц0}/(N_0-2)v_{сб}$.

При $v_0\simeq v_{сб}$ и достаточно большом времени наведения, когда отношение $(Д/Д_0)^{N_0-2}$ практически равно нулю, а составляющая угловой скорости $\omega_{в}$, обусловленная маневром цели, близка к установившемуся значению, текущий промах

$$h_{yt}\simeq\frac{Д^2\,\omega_{в}}{v_{сб}}=\frac{1}{N_0-2}\left(\frac{Д}{v_{сб}}\right)^2 j_{нц0}=\frac{\Delta t^2}{N_0-2}\,j_{нц0}, \quad (8.2.8)$$

где $\Delta t$ — время, оставшееся до пересечения ракетой плоскости рассеивания.

В этих условиях динамическая ошибка

$$h_{д}=\frac{\Delta t_{к}^2}{N_0-2}\,j_{нц0}. \quad (8.2.9)$$

Здесь $\Delta t_{к}$ — промежуток времени, который требуется ракете для преодоления участка неуправляемого полета. Как следует из (8.2.9), динамическая ошибка для рассматриваемого идеализированного контура самонаведения при заданном маневре цели определяется лишь временем $\Delta t_{к}$ и величиной навигационной постоянной $N_0$. Чтобы ошибка $h_{д}$ имела конечное значение, требуется навигационная постоянная $N_0>2$. Неравенство $N_0>2$ согласуется с условием устойчивости (8.1.12), которое было получено для контура самонаведения с «замороженными» параметрами.

Если динамические свойства РГС, СУР и ракеты как объекта управления таковы, что $T_{г}=0$, а $T_{ср}\neq 0$, то на основе рис. 8.1 получается связывающее $\omega_{в}$ и $j_{нц}$ уравнение, решение которого приводит к довольно сложной формульной зависимости $\omega_{в}$ от параметров контура самонаведения. Характерно при этом то, что стремление $Д$ к нулю вызывает интенсивное возрастание угловой скорости, приводящее к потере устойчивости системой самонаведения.

Если переменные коэффициенты «заморожены», то динамическая структурная схема обобщенного контура самонаведения име-

ет вид, представленный на рис. 8.5. Передаточная функция $W_{\text{кз}1}(p)=\frac{\omega_{\text{в}}}{\dot{j}_{\text{нц}}-\dot{j}_{\text{н}}}=\frac{k_{\text{кз}}}{T_{\text{кз}}p-1}$ характеризует квазистатическое звено (1.3.29), а $W_2(p)$ содержит интегратор кинематического звена, преобразующий угловую скорость $\omega_{\text{в}}$ в угол $\varepsilon$ [см. уравнение (1.3.28)], и передаточные функции ГСН, СУР и ракеты.

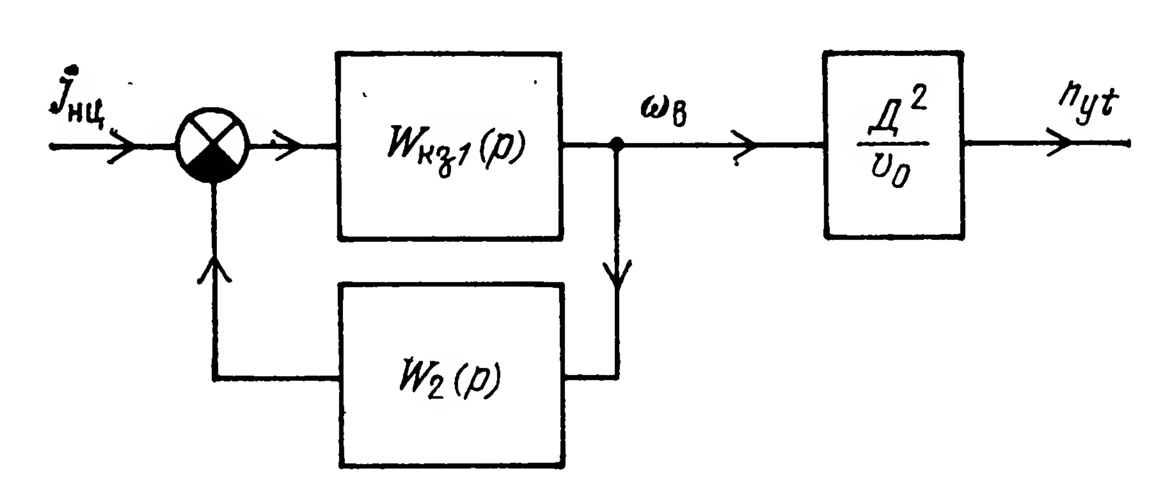



**Рис. 8.5**

Из рис. 8.5 получается

$$h_{yt}=\frac{Д^2}{v_0}\,\frac{W_{\text{кз}1}(p)}{1+W_{\text{кз}1}(p)W_2(p)}\,\dot{j}_{\text{нц}}=\frac{Д^2\,\Phi_{\text{кс}}(p)}{v_0}\,\dot{j}_{\text{нц}}, \tag{8.2.10}$$

где $\Phi_{\text{кс}}(p)$ — передаточная функция замкнутого контура самонаведения с входным и выходным воздействиями $\dot{j}_{\text{нц}}$ и $\omega_{\text{в}}$ соответственно.

Формулой (8.2.10) определяется мгновенное значение текущего промаха $h_{yt}$ как функции времени. Однако для оценки динамической точности системы самонаведения нужны числовые характеристики $h_{yt}$. В теории автоматического регулирования такими характеристиками являются часто установившиеся значения динамических ошибок. При определении текущего промаха в установившемся режиме $\Phi_{\text{кс}}(p)$ раскладывается в ряд по степеням $p$ в окрестностях точки $p=0$. В результате получается установившееся значение текущего промаха

$$h_{y\,t\,\text{у}}=\frac{Д^2}{v_0^2}\left(c_0\,\dot{j}_{\text{нц}}+c_1\frac{d\dot{j}_{\text{нц}}}{dt}+\ldots+\frac{c_k}{k!}\,\frac{d^k\,\dot{j}_{\text{нц}}}{dt^k}+\ldots\right), \tag{8.2.11}$$

где коэффициенты ошибок $c_k$ $(k=0,\ 1,\ 2,\ \ldots)$ равны

$$c_k=\left.\frac{d^k\,\Phi_{\text{кс}}(p)}{d\,p^k}\right|_{p=0}. \tag{8.2.12}$$

Закон изменения $\dot{j}_{\text{нц}}=\dot{j}_{\text{нц}}(t)$ зависит от принятой гипотезы о движении цели. На практике этот закон часто задают в виде полинома

$$\dot{j}_{\text{нц}}=\sum_{i=0}^{n_{\text{п}}}a_i\,t^i, \tag{8.2.13}$$

где коэффициенты $a_i$ являются либо детерминированными или случайными величинами с известными статистическими характеристиками. Если все коэффициенты $a_i$ фиксированы, то промах $h_{yt}$ рассчитывается для конкретно выбранного закона движения цели. При случайных значениях $a_i$ вычисляются статистические характеристики промаха, определяющие целую совокупность наведений при различных маневрах цели.

Когда $j_{нц}=j_{нц0}=\text{const}$, то, как следует из (8.2.11) и (8.2.12),

$$h_{y\,t\,y}=\frac{Д^2}{v_0}\Phi_{кс}(0)\,j_{нц\,0}. \qquad (8.2.14)$$

Для контура, динамическая структурная схема которого изображена на рис. 8.1, при $v_0 \approx v_{сб}$

$$h_{y\,t\,y}=\frac{Д^2}{2v_{сб}}\,\frac{j_{нц0}}{(k_{ср}\,k_г/2v_{сб})-1}. \qquad (8.2.15)$$

Когда $k_{ср}=1$ и $k_г=N_0 v_{сб}$, получается соотношение, которое полностью совпадает с (8.2.8). Совпадение объясняется тем, что в обоих случаях определялись установившиеся значения динамических ошибок, когда инерционность системы самонаведения не сказывается на величине этих ошибок.

**3. Динамические ошибки систем самонаведения самолетов по курсу при наведении их в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи или по методу прямого наведения.** Вследствие сравнительно большой дальности до цели в тот момент времени, когда заканчивается самонаведение самолета, применение метода «замораживания» переменных параметров контура самонаведения самолета приводит к меньшим погрешностям вычисления динамической ошибки, чем динамического промаха для системы самонаведения ракет. Поэтому данный метод используется в последующем; причем для сокращения записей динамическая ошибка обозначается не символом $\Delta_{г1д}$, а символом $\Delta_д$.

Поскольку мгновенное значение динамической ошибки наведения самолета по курсу в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи в плоскости курса

$$\Delta_д=\Delta_{гк}, \qquad (8.2.16)$$

где $\Delta_{гк}$ — ошибка $\Delta_{г1}$ в конце процесса самонаведения, для вычисления $\Delta_д$ следует прежде всего найти $\Delta_{г1}$ при любом текущем времени $t$ как функцию $j_{бц}$. Для получения при этом более обозримых результатов будем полагать, что в качестве измерителя угла $\varphi_г$ и угловой скорости $\omega_г$ при наведении самолета в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи используется угломерное устройство со скоростной коррекцией и индикаторной стабилизацией, качество функционирования которого не зависит от колебаний самолета вокруг центра масс. Кроме того, будем считать, что угол атаки $\alpha$ равен нулю и измерения $Д$ и $\dot{Д}$ производятся с пренебрежимо малыми ошибками. В таких условиях на основе рис. 7.13 получается динамическая структурная схема анализируемого контура, представленная на рис. 8.6. На данной схеме $W_1(p)=k_{пу}$, $W_2(p)=$ $=k_{дв}/p$, $W(p)=\frac{1}{p}[p(1+k_{дв}k_{сг})+k_{пу}k_{дв}]$ и $W_3(p)$ — передаточная функция совокупности динамических звеньев между точками $a$ и $b$ на рис. 7.13. Если принять обоснованное на стр. 281 равенство $k_\varphi=k_{сг}k_{ум2}$, введенную на стр. 272 передаточную функцию $W_\Delta(p)=\frac{p+k}{p}$, от которой зависит $W_3(p)$, то, с помощью рис. 8.6, находим

$$\Delta_{\text{г}1} = \frac{1}{k_{\text{д}v}} (k_{\text{д}v} \varphi_{\text{г}} + Д\, \omega_{\text{г}}), \tag{8.2.17}$$

где

$$\varphi_{\text{г}} = \frac{W_{\varphi\text{г}}(p)}{W_{\text{з}}(p)} j_{\text{бц}}, \tag{8.2.18}$$

$$\omega_{\text{г}} = \frac{W_{\omega\text{г}}(p)}{W_{\text{з}}(p)} j_{\text{бц}}, \tag{8.2.19}$$

$$W_{\varphi\text{г}}(p) = k_{\text{кз}} \{ v_{\text{с}} (T_{\gamma\text{тр}} p + 1) k_{\text{и}} \times$$
$$\times \left[ \frac{1}{k_{\gamma\text{с}}} p^2 (T_\gamma p + k_2) + k_{\text{э}} k_\gamma (p + k) \right] -$$
$$- k_{\text{пу}} k_{\text{дв}} k_{\text{з}} k_\varphi k_{\text{э}} k_\gamma Д (p + k) \},$$

$$W_{\omega\text{г}}(p) = k_{\text{кз}} \{ v_{\text{с}} p (T_{\gamma\text{тр}} p + 1) k_{\text{и}} \times$$
$$\times \left[ \frac{1}{k_{\gamma\text{с}}} p^2 (T_\gamma p + k_2) + k_{\text{э}} k_\gamma (p + k) \right] + k_{\text{пу}} k_{\text{дв}} k_{\text{з}} k_\varphi k_{\text{д}v} k_{\text{э}} k_\gamma (p + k) \},$$

$$W_{\text{з}}(p) = (T_{\text{кз}} p - 1) \{ v_{\text{с}} p (T_{\gamma\text{тр}} p + 1) \times$$
$$\times k_{\text{и}} \left[ \frac{1}{k_{\gamma\text{с}}} p^2 (T_\gamma p + k_2) + k_{\text{э}} k_\gamma (p + k) + k_{\text{пу}} k_{\text{дв}} k_{\text{з}} k_\varphi k_{\text{д}v} k_{\text{э}} k_\gamma (p + k) \right] \} +$$
$$+ k_{\text{пу}} k_{\text{дв}} k_{\text{з}} k_\varphi v_{\text{с}} k_{\text{кз}} k_{\text{э}} k_\gamma (Д p + k_{\text{д}v}) (p + k),$$

$$k_2 = 1 + k_{\text{э}} k_\gamma k_{\omega x},$$

$$k_{\text{и}} = p (1 + k_{\text{дв}} k_{\text{сл}}) + k_{\text{пу}} k_{\text{дв}}.$$

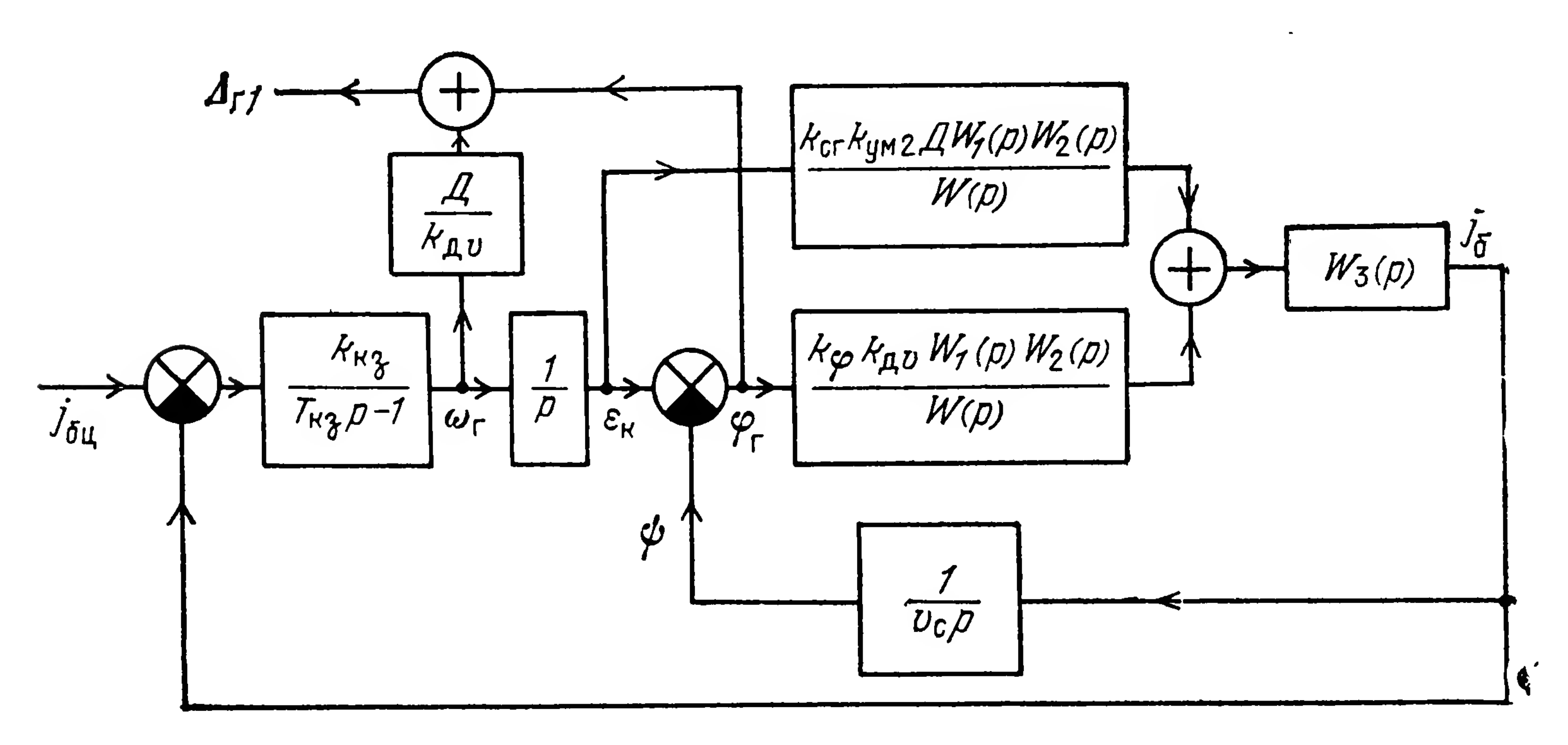



Рис. 8.6

Положив в формуле (8.2.17) $Д = 0$ и считая при этом, что $T_{\text{кз}} \neq 0$, получим необходимые для определения $\Delta_{\text{г}1}$ расчетные соотношения при методе прямого наведения самолетов. Поэтому получаемые в дальнейшем результаты для метода наведения самолета в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи легко распространяются на метод прямого наведения.

Когда измерители $\varphi_{\text{г}}$ и $\omega_{\text{г}}$ можно считать безынерционными, т. е. при $W_1(p) W_2(p) / W(p) = 1$, а также при условии, что постоян-

ные времени $T_{\gamma тр}$, $T_\gamma$ и коэффициент $k$ можно считать равными нулю, на основании (8.2.17)—(8.2.19) получается следующее достаточно простое соотношение для определения $\Delta_{г1}$:

$$\Delta_{г1} = \frac{1}{k_{дv}} \times$$

$$\times \frac{v_с k_{кз} (Д p + k_{дv}) (T_{сс} p + 1) j_{бц}}{(T_{кз} p - 1) [v_с p (T_{сс} p + 1) + k_з k_ф k_{дv}] + v_с k_{кз} k_з k_ф (k_{дv} + Д p)} . \quad (8.2.20)$$

Здесь постоянная времени $T_{сс}$ определяется той же формулой, что и в неравенстве (8.1.20).

Используя широко известный в теории автоматического регулирования метод разложения передаточной функции $\Phi_{кс}(p) = \Delta_{г1}/j_{бц}$ в ряд по степеням $p$ в окрестности точки $p = 0$ с помощью (8.2.20) или соотношений (8.2.17)—(8.2.19), подобно тому, как это делалось применительно к контуру самонаведения ракет, можно найти установившееся значение $\Delta_{ду}$ динамической ошибки $\Delta_д$. Если, например $j_{бц} = j_{бц0} = \text{const}$, то как из формул (8.2.17) — (8.2.19), так и из формулы (8.2.20) получим

$\Delta_{ду} = v_{ск} k_{кзк} j_{бц0} / [k_{дvк} k_{зк} k_ф (v_{ск} k_{кзк} - 1)]$. Здесь $v_{ск}$, $k_{сзк}$, $k_{зк}$, $k_{дvк}$ значения $v_с$, $k_{кз}$, $k_з$, $k_{дv}$ в конце процесса самонаведения.

Для плоскости продольного движения динамические ошибки определяются так же, как и для плоскости бокового движения.

## 8.3. Ошибки систем самонаведения, обусловленные радиопомехами

**1. Общие сведения.** Ошибки систем самонаведения, обусловленные радиопомехами, называют чаще всего флюктуационными. Флюктуационные ошибки, будучи случайными, характеризуются математическим ожиданием и дисперсией вектора, определяющего ошибку наведения управляемого объекта (УО) за счет помех, поступающих на измерители фазовых координат в каналах управления боковым и продольным движениями УО.

Для систем самонаведения ракет этот вектор отображает промах $\mathbf{h}_ф$ ракеты в плоскости рассеивания, вызываемый радиопомехами естественного и искусственного происхождения, действующими на РГС. Составляют вектор $\mathbf{h}_ф$ его проекции $\mathbf{h}_{zф}$ и $\mathbf{h}_{yф}$ на оси абсцисс и ординат прямоугольной системы координат в плоскости рассеивания. При самонаведении пилотируемого самолета по методу прямого наведения флюктуационные ошибки характеризуются угловыми отклонениями $\varphi_{гф}$ и $\varphi_{вф}$ продольной оси самолета относительно линии визирования в плоскостях бокового и продольного движений. Эти отклонения образуют вектор $\Delta_{прф}$. Флюктуационная ошибка системы самонаведения самолета в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи представляется векто-

ром $\Delta_{нф}$, составляющими которого являются флюктуации углов $\Delta_{гф}$ и $\Delta_{вф}$ вектора воздушной скорости самолета по отношению к заданному направлению полета в тех же плоскостях бокового и продольного движений. Считается, что векторы $\Delta_{прф}$ и $\Delta_{нф}$ обусловливаются радиопомехами, действующими на радиоаппаратуру соответствующих систем самонаведения.

В общем случае ортогональные составляющие вектора флюктуационных ошибок взаимно коррелированы. Однако при реализуемом в последующем учете только естественных помех, основными из которых являются угловые и амплитудные флюктуации принимаемых радиосигналов, этой корреляцией пренебрегают и рассматривают по отдельности каждую из двух составляющих вектора флюктуационных ошибок. На практике интересуются чаще всего математическим ожиданием и дисперсией флюктуационной ошибки в рассматриваемом канале управления, именуемых статистическими характеристиками этой ошибки.

Наиболее точно статистические характеристики флюктуационных ошибок удается получать лишь методами смешанного моделирования контуров самонаведения, что может быть осуществлено только при наличии реальных источников радиопомех и соответствующих радиоэлектронных устройств обработки, входящих в информационно-вычислительную подсистему исследуемого контура. Чтобы знать помехоустойчивость системы самонаведения еще на этапе ее проектирования, прибегают к математическому моделированию контура самонаведения, а также аналитическому решению его уравнений. Аналитически удается находить обычно сравнительно грубые оценки флюктуационных ошибок, поскольку приходится иметь дело с линеаризованными уравнениями для всех составных частей контура самонаведения. Такие оценки используются в качестве предварительных для последующего их анализа методами моделирования.

Наиболее просто задача по определению флюктуационных ошибок линеаризованной системы самонаведения решается аналитически при возможности «замораживания» переменных коэффициентов в уравнениях, описывающих процесс самонаведения. Такая возможность имеется обычно без значительного искажения существа дела при анализе систем самонаведения пилотируемых самолетов, когда расстояние между ними и целями к концу процесса самонаведения достаточно большое. Это бывает, например, в тех случаях, когда самонаведение самолета заканчивается пуском ракет, стрельбой из пушки или сбросом бомб. В то же время принцип «замораживания» переменных коэффициентов далеко не всегда допустим при определении флюктуационных ошибок самонаведения ракет. Как показывают исследования [93], статистические характеристики флюктуационных ошибок, получаемые в процессе решения дифференциальных уравнений контура самонаведения ракет с учетом переменности коэффициентов и при их замораживании, оказываются близкими друг к другу при выполнении следующих двух неравенств $Д_к/v_{сб} \geqslant 0{,}25$ с, $T_{ср} < 0{,}2 \ldots 0{,}4$ с.

Здесь, как и раньше, $Д_к$, $v_{сб}$ и $T_{ср}$ — дальность до цели в момент окончания процесса самонаведения, скорость сближения ракеты с целью и постоянная времени системы СУР—динамика ракеты. Эта система в [93] моделировалась апериодическим динамическим звеном, а ГСН предполагалась безынерционной.

При определении флюктуационных ошибок на основе линеаризованных уравнений контура самонаведения нужно тщательно проверять выполнение условий, при которых можно линеаризовывать уравнения, и обращать особое внимание на отсутствие таких нормальной и боковой перегрузок, которые превышают предельно допустимые их значения.

Если условия для линеаризации уравнений не выполняются, полезным может оказаться метод статистической линеаризации.

В данном параграфе рассматриваются методики и приводятся примеры приближенного аналитического определения флюктуационных ошибок самонаведения ракет и самолетов при методах пропорционального сближения и наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи соответственно. Для других методов самонаведения управляемых объектов флюктуационные ошибки, определяемые подобным же образом, здесь не оцениваются. Однако нужно помнить, что метод прямого наведения является частным случаем метода наведения в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи.

**2. Флюктуационные ошибки систем самонаведения ракет по методу пропорционального наведения.** Поскольку составляющие $h_{zф}$ и $h_{yф}$ промаха $\mathbf{h}_ф$ считаются некоррелированными и оцениваются одинаково, в последующем рассматривается методика определения статистических характеристик промаха $h_{yф}$ при наведении ракеты в вертикальной плоскости, который обозначается $h_ф$. При этом имеются в виду естественные радиопомехи, действующие на угломерное устройство РГС. В силу принципа суперпозиции, который применим к рассматриваемым здесь линейным системам, все управляющие воздействия предполагаются равными нулю. Тогда в соответствии с уравнением текущего промаха (2.4.2) величина текущего флюктуационного промаха в вертикальной плоскости, обусловленного радиопомехами, будет равна

$$h_{фt}=\frac{Д^2}{v_0}\,\omega_ф, \qquad (8.3.1)$$

где $\omega_ф$ — составляющая угловой скорости линии визирования в вертикальной плоскости, вызванная радиопомехами. Отсюда вытекает, что при неслучайных изменениях $Д$ и $v_0$ математическое ожидание $m_{ht}$ и дисперсия $D_{ht}$ текущего промаха $h_{фt}$ составляют:

$$m_{ht}=Д^2 m_\omega/v_0, \qquad D_{ht}=Д^4 D_\omega/v_0^2. \qquad (8.3.2),\quad (8.3.3)$$

Здесь $m_\omega$ и $D_\omega$ — математическое ожидание и дисперсия угловой скорости $\omega_ф$.

Математическое ожидание $m_h$ и дисперсия $D_h$ флюктуационного промаха $h_ф$ в конце процесса самонаведения определяются зна-

чениями $m_{ht}$ и $D_{ht}$ в момент окончания работы аппаратуры управления.

Из (8.3.2) и (8.3.3) видно, что задача определения флюктуационных ошибок системы самонаведения свелась к отысканию математического ожидания и дисперсии для угловой скорости $\omega_ф$, так как закон изменения дальности $Д$ до цели и скорость $v_0$ считаются известными. Для нахождения $\omega_ф$ структурную схему контура самонаведения ракеты при методе пропорционального наведения (рис. 7.14) целесообразно изобразить в виде, показанном на рис. 8.7. Поскольку рассматривается линеаризованный контур и

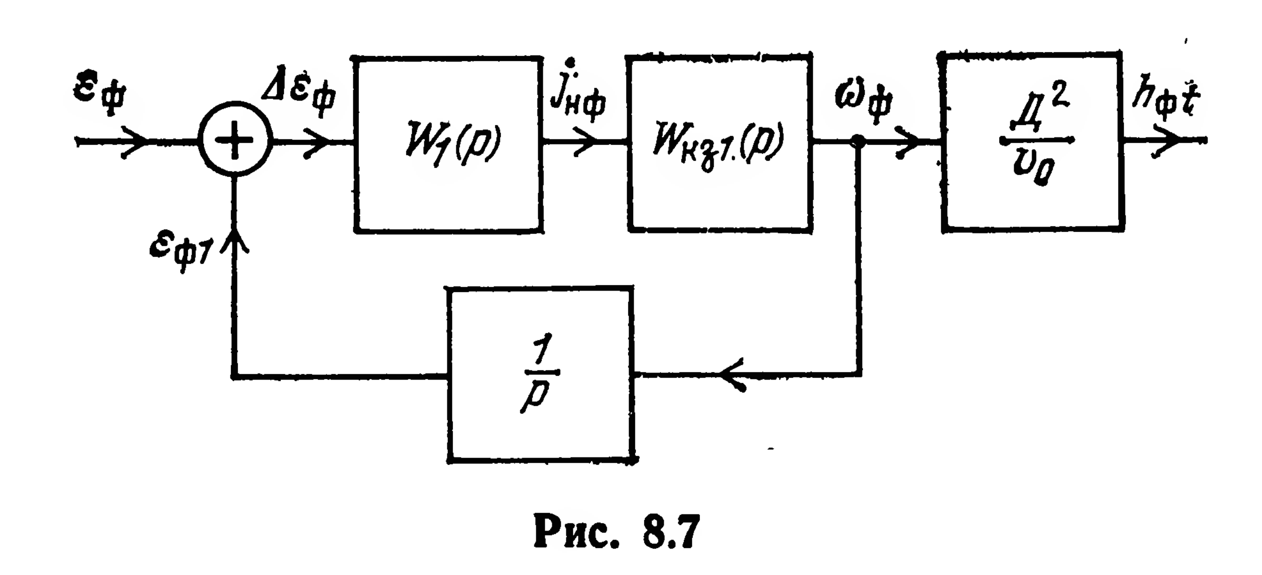



**Рис. 8.7**

предполагается оценивать лишь флюктуационные ошибки, управляющее воздействие $j_{нц}$ (см. рис. 7.14) считается равным нулю, а входом для схемы на рис. 8.7 является флюктуационный (помеховый) угол $\varepsilon_ф$, обусловленный угловыми и амплитудными флюктуациями радиосигналов, поступающих от цели на угломерное устройство РГС. На выходе контура самонаведения действует угловая скорость линии визирования $\omega_ф$. Звено с передаточной функцией $W_1(p)$ на рис. 8.7 отображает динамические свойства совокупности РГС, СУР и ракеты как объекта управления, а передаточная функция $W_{кз1}(p)$ определяется уравнением (1.3.29) при $j_{нц}=0$ и замене $j_н$ на $j_{нф}$, где флюктуирующее нормальное ускорение $j_{нф}$ порождается помеховым углом $\varepsilon_ф$. Рассматриваемая здесь задача ставится следующим образом. Для контура самонаведения со структурной схемой, изображенной на рис. 8.7, требуется найти математическое ожидание $m_\omega$ и дисперсию $D_\omega$ угловой скорости $\omega_ф$ при заданных параметрах контура и известных статистических характеристиках флюктуационного сигнала $\varepsilon_ф$.

В связи с тем что математическое ожидание угловых и амплитудных флюктуаций (шумов) равно нулю, выполняется равенство $m_\omega=0$, и поэтому нужно находить лишь дисперсию $D_\omega$. Для вычисления $D_\omega$ при учете переменных коэффициентов в уравнениях контура самонаведения и условии, что шум $\varepsilon_ф$ является белым с односторонней спектральной плотностью $G_\Sigma=G_у+G_{ua}/k^2_{пу}$, где $G_у$, $G_{ua}$ односторонние спектральные плотности угловых флюктуаций и помехового напряжения $u_а$ на выходе пеленгатора, пригодна формула

$$D_\omega = \frac{G_\Sigma}{2}\int\limits_{t_0}^{t} g^2(t,\tau)\,d\tau. \qquad (8.3.4)$$

Наиболее сложно для (8.3.4) найти импульсную характеристику $g(t, \tau)$ контура. Для этого требуется решать дифференциальное уравнение с переменными коэффициентами. Возможность точного аналитического решения такого уравнения ограничивается упоминавшимися в § 8.2.2 двумя частными случаями [54]. Если передаточная функция для совокупности РГС—СУР—динамика ракеты имеет произвольный вид, но содержит всего один переменный параметр $Д = Д_0 - v_{сб}t$, то точно $g(t, \tau)$ может быть определена методом эквивалентных возмущений [93].

В остальных случаях функцию $g(t, \tau)$ приходится находить методом моделирования с использованием системы уравнений, сопряженной исходной линеаризованной системе уравнений для контура самонаведения [93, 102].

Примеры, иллюстрирующие методики аналитического нахождения функции $g(t, \tau)$ и дисперсии $D_h$ для промахов ракет при учете переменности коэффициентов в линеаризованных уравнениях контуров самонаведения, можно найти в [54, 93, 102]. Из этих примеров, равно как и из качественного анализа самих линеаризованных уравнений, следует, что для снижения дисперсии $D_h$ нужно уменьшать дальность $Д_к$ неуправляемого полета ракеты, навигационную постоянную $N_0$ и постоянную времени совокупности динамических звеньев, с помощью которых моделируются ГГС, СУР и ракета, а также увеличивать результирующий коэффициент передачи этих звеньев. Одновременно оказывается, что $D_h$ тем выше, чем больше общее полетное время ракеты.

При «замораживании» переменных коэффициентов в линейных дифференциальных уравнениях контура самонаведения ракеты на отдельных участках ее траектории получается стационарная система автоматического регулирования для каждого из этих участков. Если контур самонаведения, схема которого показана на рис. 8.7, считается стационарным, а шум $\varepsilon_ф$ является белым со спектральной плотностью $G_\Sigma$, то дисперсия угловой скорости линии визирования

$$D_\omega = \frac{G_\Sigma}{2\pi}\int\limits_0^\infty |\Phi_{кс}(j\,\omega)|^2\,d\,\omega. \qquad (8.3.5)$$

Здесь $\Phi_{кс}(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи замкнутого контура самонаведения, на входе и выходе которого действуют сигналы $\varepsilon_ф$ и $\omega_ф$ соответственно. Формула (8.3.5) верна лишь для установившегося режима, т. е. при условии, что время самонаведения много больше эквивалентной постоянной времени контура самонаведения.

Интегрирование (8.3.5) при учете формулы для $\Phi_{кс}(j\omega)$, получаемой на основе рис. 8.7, и использование формулы (8.3.3) позволяют найти $D_{ht}$, после чего появляется возможность вычислить $D_h$.

Чтобы проиллюстрировать изложенный путь определения дисперсии $D_h$ при «замороженных» переменных коэффициентах в дифференциальных уравнениях, рассмотрим пример, когда передаточная функция $W_1(p) = j_{нф}/\varepsilon_ф =$

$=N_0 v_{cб}p/(T_{cp}p+1)$, т. е. когда РГС эквивалентна дифференцирующему звену с передаточной функцией $N_0 v_{cб}p$, а динамические свойства совокупности СУР и ракеты как объекта управления характеризуются инерционным звеном с единичным коэффициентом передачи и постоянной времени, равной $T_{cp}$. При таких исходных предпосылках интегрирование (8.3.5) в соответствии с широко известной методикой [33] дает

$$D_\omega = N_0^2 G_\Sigma / 16\, T_{кз} T_{cp} (T_{кз} - T_{cp}). \qquad (8.3.6)$$

Дисперсия текущего промаха для рассматриваемого примера, как это видно из (8.3.3) и (8.3.6), должна вычисляться по формуле

$$D_{ht} = \frac{N_0^2 Д^4 G_\Sigma}{16\, v_0^2 T_{кз} T_{cp} (T_{кз} - T_{cp})}. \qquad (8.3.7)$$

Здесь следует отметить, что, если иметь в виду динамическую структурную схему, показанную на рис. 8.1 при $k_{cp}=1$, и $T_{cp}=0$, то дисперсия текущего промаха $D_{ht}$ также будет определяться формулой (8.3.7), в которой $T_{cp}$ следует заменить на $T_г$. Когда считаются отличными от нуля и $T_г$ и $T_{cp}$, но можно считать, что $T_г T_{cp} p^2 \ll (T_г + T_{cp})p + 1$, в формуле (8.3.7) вместо $T_{cp}$ нужно писать $T_г + T_{cp}$.

При замене входящих в (8.3.7) дальности $Д$, скорости $v_0$, спектральной плотности $G_\Sigma$ и постоянных времени $T_{кз}$ и $T_{cp}$ их значениями, которые они принимают в момент $t_к$ окончания управления ракетой, формула (8.3.7) будет характеризовать дисперсию $D_h$ конечного промаха ракеты. Анализ формулы (8.3.7) при $t=t_к$ позволяет сделать следующие выводы. Дисперсия $D_h$ растет с увеличением навигационной постоянной $N_0$, о чем уже говорилось раньше, а также неуправляемого участка полета ракеты и спектральной плотности $G_\Sigma$. Если $T_{кз}$ при $t=t_к$ много больше $T_{cp}$, то снижение $T_{cp}$ (или $T_г$, если $T_{cp}=0$) повышает $D_h$. В то же время стремление $T_{cp}$ (или $T_г$) к $T_{кз}$ приводит к резкому увеличению $D_h$, что связано с приближением контура самонаведения к неустойчивому состоянию [см. равенство (8.1.10)]. Из всего здесь сказанного следует идентичность выводов (без учета количественных оценок) о связи $D_h$ с параметрами контура самонаведения независимо от того, «замораживались» они при определении $D_h$ или считались переменными.

**3. Флюктуационные ошибки систем самонаведения самолетов по курсу в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи.** Чтобы приближенно определить флюктуационные ошибки систем самонаведения самолетов по курсу в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи при идеальном обтекателе антенны РЛС, нужно проанализировать при «замороженных» переменных коэффициентах динамическую структурную схему контура самонаведения, показанную на рис. 8.8. Эта схема получается из рис. 8.6 при $j_{бц}=0$, введении входного помехового воздействия $\varepsilon_ф$ для следящего угломерного устройства РЛС и замене $j_б$, $\varepsilon_к$, $\omega_г$, $\psi$, $\varphi_г$ и $\Delta_{г1}$ на $j_{бф}$, $\varepsilon_{кф}$, $\omega_{гф}$, $\psi_ф$, $\varphi_{гф}$ и $\Delta_{гфt}$ соответственно. Параметр $\Delta_{гфt}$ на рис. 8.8 характеризует текущее значение флюктуационной ошибки $\Delta_{гф}$, а $j_{бф}$, $\varepsilon_{кф}$, $\omega_{гф}$, $\psi_ф$ и $\varphi_{гф}$ представляют $j_б$, $\varepsilon_к$, $\omega_г$, $\psi$ и $\varphi_г$ при учете помехового воздействия $\varepsilon_ф$. Помеховые ошибки автодальномера РЛС здесь не принимаются во внимание, поскольку их вес в общей погрешности контура самонаведения, на который действуют лишь естественные помехи, намного меньше, чем вес ошибок угломерного устройства.

Как следует из рис. 8.8,

$$\Delta_{гфt} = \frac{1}{k_{дv}} (k_{дv} \varphi_{гф} + Д\, \omega_{гф}). \qquad (8.3.8)$$

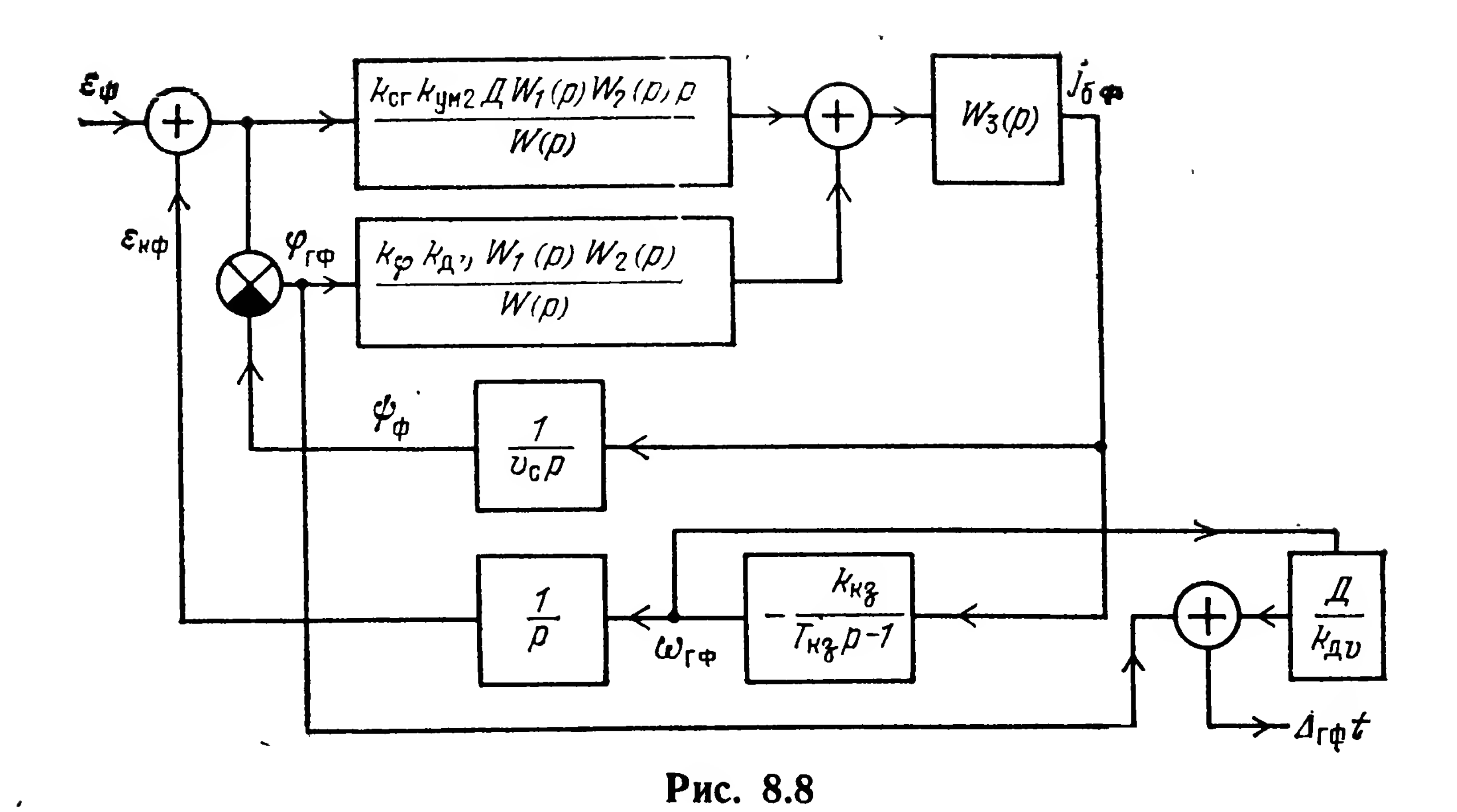


Рис. 8.8

В силу того что математические ожидания $m_\varphi$ и $m_\omega$ угла $\varphi_{гф}$ и угловой скорости $\omega_{гф}$ обычно равны нулю, требуется отыскивать лишь спектральную плотность $G_{фt}(\omega)$ и дисперсию $D_{фt}$ ошибки $\Delta_{гфt}$.

На основе рис. 8.8 и соотношения (8.3.8) получается

$$G_{фt}(\omega)=|\Phi(j\omega)|^2 G_{\varepsilon ф}(\omega). \qquad (8.3.9)$$

Здесь $\Phi(j\omega)$ — передаточная функция системы, входным и выходным воздействиями которой являются $\varepsilon_ф$ и $\Delta_{гфt}$ соответственно, а $G_{\varepsilon ф}(\omega)$ — односторонняя спектральная плотность помехового воздействия $\varepsilon_ф$.

Определив $G_{фt}(\omega)$, найдем установившееся значение дисперсии

$$D_{фt}=\frac{1}{2\pi}\int_0^\infty G_{фt}(\omega)\,d\omega. \qquad (8.3.10)$$

Отсюда, положив параметры функции $G_{фt}(\omega)$ равными их значениям в конце процесса самонаведения, получим формулу, позволяющую рассчитывать дисперсию $D_ф$, которая характеризует обусловленную радиопомехами ошибку определения параметра $\Delta_{гфt}$ при $t=t_к$.

Если принять во внимание введенные на стр. 289 функции $W_1(p)=k_{пу}$, $W_2(p)=k_{дв}/p$, $W(p)=1/p[p(1+k_{дв}k_{сг})+k_{пу}k_{дв}]$, а также функцию $W_3(p)$, отображающую динамические свойства звеньев между точками $a$ и $b$ на рис. 7.13, то на основе рис. 8.8 можно найти $\Phi(p)$ и $\Phi(j\omega)$ в явном виде. Полученная таким образом функция $\Phi(j\omega)$ совместно с заданной функцией $G_{\varepsilon ф}(\omega)$ позволяет определить с помощью (8.3.9) спектральную плотность $G_{фt}(\omega)$, а затем на основе соотношения (8.3.10) вычислить дисперсию $D_{фt}$. Однако в связи с тем, что $\Phi(j\omega)$ при указанных выше функциях $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W(p)$ и $W_3(p)$ содержит слагаемые, зависящие от $p^7$, формула для $D_{фt}$ оказывается практически

необозримой. Более наглядные результаты получаются при допущении о безынерционности совокупности динамических звеньев, отображающих САУ и самолёт как объект управления, т. е. при $W_3(p) = k_3$. Такое допущение несущественно сказывается на точности определения $D_{\text{ф}t}$, поскольку учтены инерционности угломерного устройства и, кроме того, на сравнительно больших дальностях до цели, при которых заканчивается процесс самонаведения самолета, основная инерционность в контур самонаведения вносится кинематическим звеном. Следует также отметить, что на практике всегда выполняется неравенство $k_{\text{дв}} k_{\text{сг}} \gg 1$. В таких условиях при $W_3(p) = k_3$ и $k_{\text{дв}} v_{\text{сб}} \gg 1$ из рис. 8.8 следует равенство

$$\Phi(p) = \frac{k_{\text{д}v}\, c_3\, p^3 + c_2\, p^2 + c_1\, p}{k_{\text{д}v}\,(c_3\, p^3 + d_2\, p^2 + d_1 p + d_0)} . \qquad (8.3.11)$$

Здесь

$$c_1 = k_{\text{д}v}\, k_{\text{пу}}\, k_{\text{дв}}\, [k_3\, k_\varphi\, Д\, (1 - v_\text{с}\, k_{\text{кз}}) - v_\text{с}], \qquad (8.3.12)$$

$$c_2 = k_{\text{д}v}\, [k_{\text{пу}}\, k_{\text{дв}}\, T_{\text{кз}}\, (v_\text{с} - k_3\, k_\varphi\, Д) - v_\text{с}] - v_\text{с}\, k_{\text{кз}}\, k_{\text{пу}}\, k_{\text{дв}}\, k_3\, k_\varphi\, Д^2, \qquad (8.3.13)$$

$$c_3 = k_{\text{дв}}\, k_{\text{сг}}\, v_\text{с}\, T_{\text{кз}}, \qquad (8.3.14)$$

$$d_0 = k_{\text{пу}}\, k_{\text{дв}}\, k_3\, k_\varphi\, k_{\text{д}v}\, (v_\text{с}\, k_{\text{кз}} - 1), \qquad (8.3.15)$$

$$d_1 = k_{\text{пу}}\, k_{\text{дв}}\, [k_3\, k_\varphi\, (v_\text{с}\, k_{\text{кз}}\, Д + T_{\text{кз}}\, k_{\text{д}v}) - v_\text{с}], \qquad (8.3.16)$$

$$d_2 = v_\text{с}\, (k_{\text{пу}}\, k_{\text{дв}}\, T_{\text{кз}} - k_{\text{дв}}\, k_{\text{сг}}). \qquad (8.3.17)$$

Поскольку полиномы в числителе и знаменателе имеют одинаковую степень, во избежание получения бесконечно большой дисперсии $D_{\text{ф}t}$ помеховое воздействие $\varepsilon_\text{ф}$ нельзя считать белым шумом. В реальных условиях угловые и амплитудные флюктуации являются низкочастотными. Односторонняя спектральная плотность $G_\text{у}(\omega)$ угловых флюктуаций, входящих в качестве одного из двух слагаемых, которыми определяется $\varepsilon_\text{ф}$, составляет [52]

$$G_\text{у}(\omega) = 4\, \alpha_\text{у}\, D_\text{у} / (\alpha^2_\text{у} + \omega^2). \qquad (8.3.18)$$

Здесь $D_\text{у} = (0{,}15 L/Д)^2$ — дисперсия угловых флюктуаций; $L$ — линейный размер цели; $Д$ — дальность до нее; $\alpha_\text{у} = 4\Delta F_{\text{эп}}$; $\Delta F_{\text{эп}}$ — эффективная ширина спектра угловых флюктуаций, равная 1...6 Гц [52].

Второе слагаемое, от которого зависит $\varepsilon_\text{ф}$, порождается амплитудными флюктуациями сигнала, отражаемого целью.

Чтобы последующее изложение было более конкретным, пеленгационное устройство следящего угломера предполагается моноимпульсным. В такой ситуации спектральная плотность помехового угла $\varepsilon_\text{ф}$, которую необходимо учитывать при определении $G_{\text{ф}t}(\omega)$, чаще всего характеризуется соотношением (8.3.18). Это соотношение вместе с равенствами (8.3.9) и (8.3.11) позволяет найти спектральную плотность $G_{\text{ф}t}(\omega)$, а подстановка найденной функции в соотношение (8.3.10) и вычисление интеграла (8.3.10) с помощью [33] дают

$$D_{\text{ф}t} = \alpha_\text{у}\, D_\text{у}\, f_1 / k^2_{\text{д}v}\, f_2, \qquad (8.3.19)$$

где

$$f_1 = k^2_{\text{д}v} c_3 [(d_1 + d_2 \alpha_{\text{у}})(d_0 + d_1 \alpha_{\text{у}}) - d_0 \alpha_{\text{у}} (d_2 + c_3 \alpha_{\text{у}})] +$$
$$+ (d_0 + d_1 \alpha_{\text{у}})(c^2_2 - 2 k_{\text{д}v} c_1 c_3) + c^2_1 (d_2 + c_3 \alpha_{\text{у}}), \quad (8.3.20)$$
$$f_2 = (d_2 + c_3 \alpha_{\text{у}})(d_1 + d_2 \alpha_{\text{у}})(d_0 + d_1 \alpha_{\text{у}}) - c_3 (d_0 + d_1 \alpha_{\text{у}})^2 -$$
$$- d_0 \alpha_{\text{у}} (d_2 + c_3 \alpha_{\text{у}})^2 \quad (8.3.21)$$

Анализ формулы (8.3.19) с учетом соотношений (8.3.12) — (8.3.17) показывает, что при фиксированных значениях $k_3 k_{\text{ф}}$, $v_{\text{с}}$, $v_{\text{ц}}$, $Д$, $Д_{\text{р}} = v_{\text{р}} t_{\text{р}}$ и $\alpha_{\text{у}}$ отношение $D_{\text{ф}t}/D_{\text{у}}$ увеличивается с уменьшением $Д$. Это во многом объясняется резким возрастанием коэффициента $k_{\text{д}v}$ при приближении $Д$ к $Д_{\text{р}}$, повышением $D_{\text{у}}$ и снижением постоянной времени $T_{\text{кз}}$ кинематического звена.

На практике нередко представляет интерес нахождение $D_{\text{ф}t}$ при расстоянии до цели $Д \geqslant 10 \ldots 20$ км, на котором может осуществляться пуск самонаводящихся ракет. Когда $Д \geqslant 10 \ldots 20$ км, роль первого слагаемого в формуле (8.3.8) пренебрежимо мала.

## *Список литературы*


1. **Айзерман М. А.** Классическая механика. — М.: Наука, 1974.
2. **Александров Е. А.** Основы теории эвристических решений. — М.: Сов. радио, 1975.
3. **Американские** самолетные РЛС с фазированной антенной решеткой. — Зарубежное военное обозрение, 1975, № 10, с. 51—56.
4. **Амиантов И. Н.** Избранные вопросы статистической теории связи. — М.: Сов. радио, 1971.
5. **Ауслендер Д. М., Такахаси Я., Помидзука М.** Применение микропроцессоров для прямого управления процессами и алгоритмы для контролеров на микропроцессорах. — Тр. ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (ТИИЭР). — М.: 1978, т. 66, № 2, с. 113—124.
6. **Барсуков Ф. И., Величкин А. И., Сухарев А. Д.** Телевизионные системы летательных аппаратов. — М.: Сов. радио, 1979.
7. **Бартон Д., Вард Г.** Справочник по радиолокационным измерениям. — М.: Сов. радио, 1976.
8. **Баклицкий В. К.** О синтезе оптимальных пеленгационных систем. — Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1969, № 1, с. 159—163.
9. **Бахтиаров Г. Д., Тищенко А. Ю.** Реализация устройств цифровой обработки сигналов на основе алгоритмов БПФ. — Зарубежная радиоэлектроника, 1975, № 9, с. 71—97.
10. **Батков А. М., Щукин Б. А.** Оптимальное управление, основанное на методе статистической линеаризации. — В кн.: Современные методы проектирования систем автоматического управления. — М.: Машиностроение, 1967.
11. **Башаринов А. Е., Флейшман Б. С.** Методы статистического последовательного анализа и их приложения. — М.: Сов. радио, 1962.
12. **Боднер В. А.** Системы управления летательными аппаратами. — М.: Машиностроение, 1973.
13. **Борисов Ю. П.** Математическое моделирование радиосистем. — М.: Сов. радио, 1976.
14. **Бородин В. Т., Рыльский Г. И.** Управление полетом самолетов и вертолетов. — М.: Машиностроение, 1972.

15. **Бортовые** радиолокационные системы/Под ред. Повейсила Д., Ровена Р., Уотермана П. — М.: Воениздат, 1964.
16. **Брайсон А., Хо Юши.** Прикладная теория оптимального управления. — М.: Мир, 1972.
17. **Вавилов Ю. А., Кашин Г. Н., Козлов М. С.** Системы автоматического управления самолетами и ракетными комплексами. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1969.
18. **Вакин С. А., Шустов Л. Н.** Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. — М.: Сов. радио, 1968.
19. **Ван Трис Г.** Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. I. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. — М.: Сов. радио, 1972.
20. **Васенков А. А., Шахов В. А., Малашевич Б. М.** Микропроцессорные интегральные схемы — основа ЭВМ четвертого поколения. — В кн.: Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/Под ред. Васенкова А. А. и Федотова Я. А. — М.: Сов. радио, 1979, вып. 4, с. 4—17.
21. **Васильев К. К.** Асимптотическая эффективность обнаружения сигналов с использованием экстремальных статистик. — Радиотехника и электроника, 1979, т. 24, № 6, с. 1224—1226.
22. **Введение** в цифровую фильтрацию: Пер. с англ./Под ред. Р. Богнера и М. Константинидиса. — М.: Мир, 1976.
23. **Вен Ч-Линь.** Основы конструирования цифровых систем на базе микропроцессоров. — Тр. ин-та инженеров по электронике и радиоэлектронике (ТИИЭР). — М.: 1977, т. 65, № 8, с. 41—66.
24. **Власов О. В., Смокин И. В.** Радиооборудование летательных аппаратов. — М.: Воениздат, 1971.
25. **Вопросы** статистической теории радиолокации/П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов и др.; Под ред. Г. П. Тартаковского. — М.: Сов. радио, 1964.
26. **Гладков Д. И., Евланов Л. Г., Седов В. Д.** Системы управления и динамика полета ракет (статистическая динамика систем управления). — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1965.
27. **Голд Б., Рейдер Ч.** Цифровая обработка сигналов. — М.: Сов. радио, 1973.
28. **Горгонов Г. И.** Оценка точности многомерной оптимальной фильтрации. — Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1972, № 4, с. 200—202.
29. **Гоноровский И. С.** Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Сов. радио, 1977.
30. **Гроп Д.** Методы идентификации систем. — М.: Мир, 1979.
31. **Гуткин Л. С.** Теория оптимальных методов радиоприема при флюктуационных помехах. — М.: Сов. радио, 1972.
32. **Деруссо П., Рой Р., Клауз Ч.** Пространство состояний в теории управления. — М.: Наука, 1970.
33. **Джеймс Х., Никольс Н., Филлипс Р.** Теория следящих систем. — М.: ИЛ, 1951.
34. **Дмитриевский А. А., Лысенко А. П.** Прикладные задачи теории управления движением летательных аппаратов. — М.: Машиностроение, 1978.
35. **Доброленский Ю. П., Иванова В. И., Поспелов Г. С.** Автоматика управляемых снарядов. — М.: Оборонгиз, 1965.
36. **Доу Р. Б.** Основы теории современных снарядов. — М.: Наука, 1964.
37. **Дрогин Е.** Проектирование цифровых систем автосопровождения по дальности. — Электроника, 1972, т. 45, № 7 (376), с. 45—54.
38. **Дудник П. И.** Авиационные радиолокационные устройства. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1976.
39. **Дудник П. И.** Моноимпульсные радиолокационные устройства. — В кн.: Радиотехника (итоги науки и техники). — М.: ВИНИТИ, 1972, т. 3, с. 5—73.
40. **Защита** от помех/М. В. Максимов, М. П. Бобнев, Б. Х. Кривицкий и др.; Под ред. М. В. Максимова. — М.: Сов. радио, 1976.
41. **Зенкевич Н. И., Ганулич А. К.** Прицельно-навигационные системы. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1972.
42. **Зингер Р. А.** Оценка характеристик оптимального фильтра для слежения за пилотируемой целью. — Зарубежная радиоэлектроника, 1971, № 8.

43. **Казаков И. Е.** Статистические методы проектирования систем управления. — М.: Машиностроение, 1969.
44. **Казаков И. Е.** Статистическая теория систем управления в пространстве состояний. — М.: Наука, 1975.
45. **Катыс Г. П.** Оптико-электронная обработка информации. — М.: Машиностроение, 1973.
46. **Клюев Н. Ф.** Обнаружение импульсных сигналов с помощью накопителей дискретного действия. — М.: Сов. радио, 1963.
47. **Красовский А. А., Буков В. Н., Шендрик В. С.** Универсальные алгоритмы оптимального управления непрерывными процесами. — М.: Наука, 1977.
48. **Красовский А. А.** Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. М.: Наука, 1973.
49. **Красовский А. А.** Пилотажно-навигационные комплексы. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1975.
50. **Красовский А. А., Поспелов Г. С.** Основы автоматики и технической кибернетики. — М.: Госэнергоиздат, 1962.
51. **Кривицкий Б. Х.** Автоматические системы радиотехнических устройств. — М.: Энергия, 1962.
52. **Кривицкий Б. Х.** Автоматика радиотехнических устройств. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1971.
53. **Криксунов Л. З., Усольцев И. Ф.** Инфракрасные устройства самонаводящихся управляемых снарядов. — М.: Сов. радио, 1963.
54. **Криницкий Е. И.** Системы самонаведения. — М.: Машиностроение, 1970.
55. **Кузьмин С. З.** Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. — М.: Сов. радио, 1974.
56. **Лазарев Л. П.** Инфракрасные и световые приборы. — М.: Машиностроение, 1970.
57. **Лазарев Л. П., Лазарев В. Л.** Оптико-электронные приборы систем управления летательными аппаратами. — М.: Машиностроение, 1978.
58. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. — М.: Сов. радио, 1968, т. 2.
59. **Лезин Ю. С.** Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. — М.: Сов. радио, 1969.
60. **Леннинг Д. Х., Беттин Р. Г.** Случайные процессы в задачах автоматического управления. — М.: ИЛ, 1958.
61. **Леонов А. И., Фомичев К. И.** Моноимпульсная радиолокация. — М.: Сов. радио, 1970.
62. **Лихарев В. А.** Цифровые методы и устройства в радиолокации. — М.: Сов. радио, 1972.
63. **Максимов М. В.** Помехоустойчивость многоканальных командных радиолиний управления. — М.: Сов. радио, 1970.
64. **Максимов М. В.** Математические модели многоканальных радиотехнических устройств. — Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1968, № 3, с. 157—163.
65. **Максимов М. В., Горгонов Г. И.** Радиоуправление ракетами. — М.: Сов. радио, 1964.
66. **Максимов М. В., Горгонов Г. И.** Авиационные системы радиоуправления. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1973.
67. **Маркус М., Сверлинг Р.** Последовательное обнаружение в радиолокаторе со многими элементами разрешения. — Зарубежная радиоэлектроника, 1963, № 3, с. 3—20.
68. **Медич Дж.** Статистически оптимальные линейные оценки и управление. — М.: Энергия, 1973.
69. **Мерил Г., Гольдберг Г., Гальмгольц Р.** Исследование операций. Боевые части. Пуск снарядов. — М.: ИЛ, 1959.
70. **Мидлтон Д.** Введение в статистическую теорию связи в 2-х т. — М.: Сов. радио, 1961, 1962. — Т. 2.
71. **Мубаракшин Р. Б., Балуев В. М., Воронов Б. В.** Прицельные системы стрельбы. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1973.
72. **Неусыпин А. К.** Гироскопические приводы. — М.: Машиностроение, 1973.
73. **Орлов В. А.** Лазеры в военной технике. — М.: Воениздат, 1976.

74. **Основы** автоматического управления/ В. С. Пугачев, И. Е. Казаков, Д. И. Гладков и др.; Под ред. В. С. Пугачева. — М.: Наука, 1968.
75. **Пат.** 4044318 (США); кл. 333/1; 333/3R; 333/73W; 343/16M, 1977.
76. **Пат.** 3713155 (США); кл. 343/16M, 1973.
77. **Пат.** 4.021.801 (США); кл. МКИ 416 7/00.
78. **Пат.** 3.141.163 (США); кл. 343/7.3, 1964.
79. **Пат.** 2.292.240 (Франция); кл. 0157/28, 9/42, 1974.
80. **Пат.** 978004 (ФРГ); кл. G01S 9/42, 1960.
81. **Пат.** 977991 (ФРГ); кл. Gd9/42, 1974.
82. **Первачев С. В., Валуев А. А., Чиликин В. М.** Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. — М.: Сов. радио, 1973.
83. **Питерсон И. А.** Статистический анализ и оптимизация систем автоматического управления. — М.: Сов. радио, 1964.
84. **Поиск,** обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах/Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Сов. радио, 1975.
85. **Математическая** теория оптимальных процессов/Л. С. Понтрягин, В. Г. Болтянский, Р. В. Грамкрилидзе, Е. Ф. Мищенко. — М.: Наука, 2-е изд., 1969.
86. **Попов Д. И.** Анализ характеристик обнаружения цифровых систем междупериодной обработки. — Радиотехника, 1978, № 12, с. 40—46.
87. **Прангишвили И. В.** Микропроцессоры и микро-ЭВМ. — М.: Энергия, 1979.
88. **Пугачев В. С., Казаков И. Е., Евланов Л. Г.** Основы статистической теории автоматических систем. — М.: Машиностроение, 1974.
89. **Рабинер Л., Гоулд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1978.
90. **Радиолокационные** устройства/В. В. Васин, О. В. Власов, В. В. Григорин-Рябов и др.; Под ред. В. В. Григорина-Рябова. — М.: Сов. радио, 1970.
91. **Радиотехника:** Радиолокация и радионавигация/Под ред. Р. Г. Мериманова. — М.: ВИНИТИ, 1973. — Т. 3.
92. **Райбман С. С.** Что такое идентификация. — М.: Наука, 1970.
93. **Радиоуправление** реактивными снарядами и космическими аппаратами/ Л. С. Гуткин, Ю. П. Борисов, А. А. Валуев и др.; Под ред. Л. С. Гуткина. — М.: Сов. радио, 1968.
94. **Ракета** «Феникс». — Зарубежное военное обозрение, 1974, № 9, с. 85—86.
95. **Репин В. Г., Тартаковский Г. П.** Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977.
96. **Ришел Р.** Оптимальное наведение ракеты «воздух—поверхность». — Вопросы ракетной техники, 1968, № 9, с. 72—87.
97. **Роккер В.** Селектор движущихся целей с цифровым фильтром. — Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 2, с. 30—37.
98. **Руденко С. С.** Телевизионные системы радиоуправления. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1973.
99. **Сафронов Г. С., Сафронова А. П.** Введение в радиоголографию. — М.: Сов. радио, 1973.
100. **Сейдж Э., Мелс Дж.** Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. — М.: Связь, 1976.
101. **Сейдж Э., Мелс Дж.** Идентификация систем управления. — М.: Наука, 1974.
102. **Системы** управления и динамика наведения ракет/И. Е. Казаков, Д. И. Гладков, Л. З. Криксунов и др.; Под ред. И. Е. Казакова. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1973.
103. **Системы** автоматического и директорного управления самолетом/ И. А. Михеев, Б. Н. Окоемов, И. Г. Павлина и др. — М.: Машиностроение, 1974.
104. **Сколник М.** Введение в технику радиолокационных систем. — М.: Мир, 1965.
105. **Современная** радиолокация: Анализ, расчет и проектирование систем; Пер. с англ./Под ред. Ю. Б. Кобзарева. — М.: Сов. радио, 1969.
106. **Спафорд Л.** Оптимальная обработка радиолокационного сигнала при наличии мешающих отражений от местных предметов. — Зарубежная радиоэлектроника, 1969, № 10, с. 43—63.

107. **Справочник** по лазерной технике/Под ред. Ю. В. Байбородина. — Киев: Технiка, 1978.
108. **Справочник** по радиолокации/Под ред. М. Сколника. — М.: Сов. радио, т. 1, 1976, т. 2, 1977, т. 3, 1979, т. 4, 1978.
109. **Справочник** по радиоэлектронным системам. В 2-х т./Под ред. А. А. Куликовского. — М.: Энергия, 1979.
110. **Танкелевич Р. Л.** Моделирующие микропроцессорные системы. — М.: Энергия, 1979.
111. **Теоретические** основы радиолокации/А. А. Коростелев, Н. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевича. — М.: Сов. радио, 1978.
112. **Теоретические** основы радиолокации/Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др.; Под ред. Я. Д. Ширмана. — М.: Сов. радио, 1970.
113. **Тихонов В. И., Бакаев Ю. Н.** Статистическая теория радиотехнических устройств. — М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1978.
114. **Тонкин А., Сэвэдж И.** Применение корреляционной обработки в радиолокационных системах. — Зарубежная радиоэлектроника, 1973, № 2, с. 41—49.
115. **Уидроу Б.** и др. Адаптивные компенсаторы помех: Принципы построения и применения. — Тр. ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике (ТИИЭР), 1975, Т., 63, № 12, с. 69—98.
116. **Балькович С. Е.** Оценка параметров сигнала. — М.: Сов. радио, 1970.
117. **Финкельштейн М. И.** Основы радиолокации. — М.: Сов. радио, 1973.
118. **Хилбурн Дж., Джулич П.** Микро-ЭВМ и микропроцессоры. — М.: Мир, 1979.
119. **Ширман Я. Д.** Разрешение и сжатие сигналов. — М.: Сов. радио, 1974.
120. **Челпанов И. Б.** Оптимальная обработка сигналов в навигационных системах. — М.: Наука, 1967.
121. **Чембровский О. А., Топчеев Ю. И., Самойлович Г. В.** Общие принципы проектирования систем управления. — М.: Машиностроение, 1972.
122. **Эфрос И. Е.** Основы устройства прицелов для бомбометания. — М.: Воениздат, 1947.
123. **Эйкхофф П.** Основы идентификации систем управления. — М.: Мир, 1975.
124. **Электронная** промышленность. Научно-техн. сб./ЦНИИ Электроника. — М., 1978. — Вып. 5.
125. **Guelman M.** Proportional navigation with a maneuvering target. — IEEE Trans. Aerospase and Electronic Syst, 1973, v. 8, N 3, p. 364—371.
126. **Garben V.** Optimal intercept laws for accelerating targets. — AIAA J., 1968, v. 6, N 11, p. 188—190.
127. **Gottrel R. Q.** Optimal intercept quidance for short rang tactical missiles. — AIAA J., 1971, v. 9, N 7, p. 256—258.
128. **Brainin S. M., Mc Ghee R. B.** Optimal biased proportional navigation. — IEEE. Trans. autom. contr., 1968, AC-13, № 4, p. 440—442.
129. **Axelband E. I., Hadry F. W.** Quasi-optimum proportional navigation. — IEEE Trans. autom contr., 1970 AC. 15, N 6, p. 620—626.
130. **Weber R. F., Bonfanti G. A.** Nonlinear quidanse cheme for intercept mission. AIAA parer, 1971, N 6.
131. **Kushner H. J.** On the stochastic maximum principle fixed time of control. — J. Math. Anal and Appl., 1965, v. 11, p. 78—92.
132. **Kushner H. J., Schweppe F. C.** A maximum principls for stochastic control systems. — J. Math. Anal. and Appl., 1964, v. 18, N 2, p. 287—297.
133. **Ivanov A.** Improved radar designs outwit complex threats. — Microwaves, 1976, v. 15, N 4, p. 54—71.
134. **Hall B. A., Langley F. J., Wefald K. O.** Computer design requirements for digital air missiles. — Pros. AIAA Cuidance and Control Conf., San Diego, California, Aug. 16—18, 1976, p. 514—533.
135. **Итоги** науки и техники. Сер. Радиотехника. ГКНТ/ВИНИТИ. — М., 1980, т. 23.

# ОГЛАВЛЕНИЕ